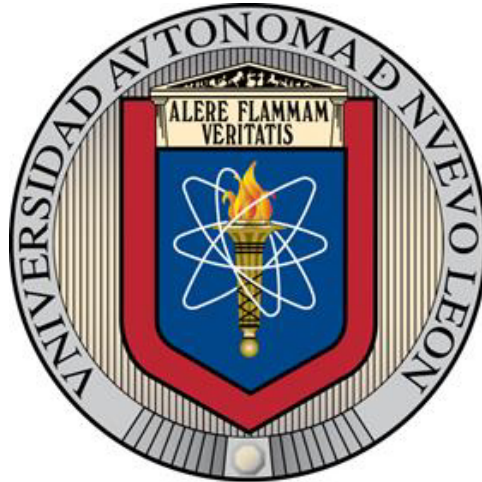


UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA



Control robusto de espesor de la cinta de acero en un molino de laminación en caliente mediante Teoría de Retroalimentación Cuantitativa

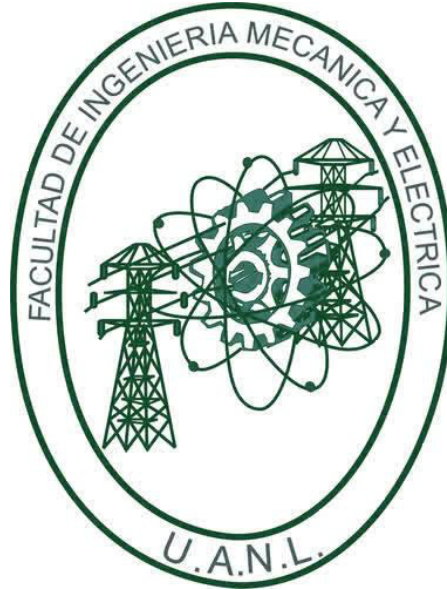
Por

Ing. Norma Liliana Pliego Reyes

**Como requisito parcial para Obtener el Grado de
Maestría en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica
Con Orientación En Control Automático**

Septiembre, 2017

**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
SUBDIRECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO**



Control robusto de espesor de la cinta de acero en un molino de laminación en caliente mediante Teoría de Retroalimentación Cuantitativa

Por

Ing. Norma Liliana Pliego Reyes

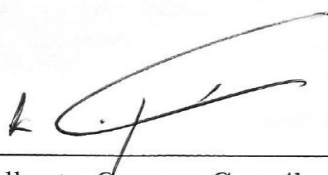
**Como requisito parcial para Obtener el Grado de
Maestría en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica
Con Orientación En Control Automático**

Septiembre, 2017

Universidad Autónoma de Nuevo León
Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica
Subdirección de Estudios de Posgrado

Los miembros del comité de tesis recomendamos que la tesis "**Control robusto de espesor de la cinta de acero en un molino de laminación en caliente mediante Teoría de Retroalimentación Cuantitativa.**", realizada por el alumno Ing. Norma Liliana Pliego Reyes, con número de matrícula 1383940, sea aceptada para su defensa como requisito parcial para obtener el grado de Maestría en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica, con orientación en Control Automático

El Comité de Tesis



Dr. Alberto Cavazos González

Asesor



Dr. Marco Tulio Mata Jiménez

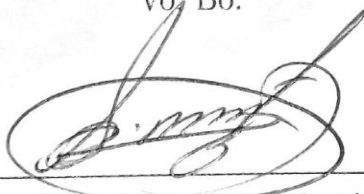
Revisor



Dr. Gerardo Maximiliano Méndez

Revisor

Vo. Bo.



Dr. Simón Martínez Martínez

Subdirección de Estudios de Posgrado



San Nicolás de los Garza, Nuevo León, septiembre 2017

*A Dios, mi madre y a mi abuela por ser mis principales fuentes de cariño, apoyo
moral y paciencia a lo largo de este viaje intelectual.*

Gracias por todo.

AGRADECIMIENTOS

Aprovecho este espacio entre líneas para hacer algunos agradecimientos desde lo mas hondo de mi corazón. En primer lugar, agradezco al Dr. Alberto Cavazos González por aceptarme como su tesista y brindarme a lo largo de este año su paciencia, sus consejos y su orientación para la elaboración de esta investigación, amén de la confianza que me otorgó. También deseo expresar mi gratitud al cuerpo académico al que pertenece el antes aludido doctor, conformado por el Dr. Marco Tulio Mata Jiménez, al Dr. Miguel Francisco Escalante Gutiérrez y al Dr. Jesús De León Morales por sus recomendaciones y consejos al momento de realizar mis exposiciones de avances de tesis ante el Posgrado de nuestra Facultad. Agradezco al Dr. Gerardo Maximiliano Mendez y al antes mencionado Dr. Marco Tulio por su tiempo y consejos durante la escritura y revisión para la tesis.

Entre la gente que deseo expresar gratitud esta el Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) que gracias a su apoyo económico puedo tener la oportunidad de solventar mis estudios sin dificultades.

Deseo agregar entre las personas que recibirán agradecimientos a mis compañeros José, Jair, Gustavo, Susana y al resto de mis compañeros del programa por su ayuda, ideas y amistad en todos estos dos años de aprendizaje. Agradezco la ayuda de Karen e Ivonne, quienes con sus ideas me facilitaron durante el desarrollo de este trabajo. A mis amigos Linda, Valeria, Zeito, Beatriz, Emilio, Andrés, Duván y Jessica por su amistad sin condiciones ni peros y por sus palabras alicientes que me ayudaron a

seguir adelante.

No hay palabra alguna que pueda contener el agradecimiento que tengo hacia mi familia. A mi tía Patricia, mi prima Itzel, mi primo Jerson, mi tío Mario y mi tía Ma. del Refugio por sus consejos, apoyo moral y motivaciones. A mi madre Norma por todas esas veces que hizo que yo me levantara cuando sentía que la esperanza se me escapaba de las manos, por sus palabras, su amor maternal y por esas veces que me hizo notar pequeños detalles que me ayudaron a mejorar, y principalmente, a mi abuela Emilia, que a lo largo de no solo estos dos años de estudio para ser master, sino a lo largo de ya veintisiete años su apoyo, su amor, su sabiduría y su paciencia me ayudaron a convertirme en una mujer de bien y a tomar las mejores decisiones en mi vida.

Y por último pero no menos importante, le doy gracias a Dios por su sabiduría y el cúmulo de bendiciones que ha arrojado para que yo continué a lo largo de este trayecto, y sobretodo, que nunca ha soltado mi mano para seguir adelante.

RESUMEN

Una cinta de acero es el producto final de un molino de laminación en caliente, el mismo está tomado por uno de los procesos industriales más importantes dentro de la esfera de la metalurgia. Dicho producto debe cumplir con ciertos requisitos de calidad, en donde los más importantes son la temperatura de acabado y el espesor de la cinta. De manera que la investigación está dirigida para diseñar un algoritmo de control para el lazo de espesor que lo haga robustamente estable y cumpla con el requisito de desempeño robusto. Se estudiará la planta nominal, se modelarán las incertidumbres en el dominio de la frecuencia, todo esto con base en la Teoría de Retroalimentación Cuantitativa.

ÍNDICE GENERAL

Agradecimientos	v
Resumen	vii
Índice General	viii
Lista de figuras	xii
Lista de tablas	xv
Lista de Abreviaturas	xvii
1. Introducción	1
1.1. Antecedentes	2
1.2. Hipótesis	4
1.3. Objetivos	4
1.3.1. Objetivo General	4
1.3.2. Objetivos Particulares	4
1.4. Contenido de la tesis	5

2. Molino de Laminación en Caliente	6
2.1. Principales Etapas de un HSM	6
2.2. Molino Continuo	8
2.2.1. Partes del molino continuo (FM)	8
2.2.2. Funcionamiento del molino (FM)	10
2.3. Modelo lineal multivariable	11
2.4. Resumen del capítulo	14
3. Teoría de Retroalimentación Cuantitativa	15
3.1. Antecedentes históricos	15
3.2. Marco teórico	16
3.2.1. Declaración del problema	16
3.2.2. Metodología	19
3.3. Diseño del algoritmo de control para el espesor	20
3.3.1. Paso 1. Definición de las especificaciones de diseño	22
3.3.2. Paso 2. Modelado de la Incertidumbre Paramétrica	23
3.3.3. Paso 3. Cálculo de las cotas	25
3.3.4. Paso 4. Diseño del lazo nominal $L_n(s)$	30
3.3.5. Paso 5. Obtención del control $G(s)$	32
3.3.6. Paso 6. Validación del controlador	33
3.4. Resumen del capítulo	36

4. Análisis SISO y MIMO (2×2) del HSM en el dominio del tiempo	37
4.1. Control Proporcional-Integral (PI)	38
4.1.1. Acción Proporcional	39
4.1.2. Acción Integral	39
4.1.3. Acción de control proporcional-integral	40
4.2. Prueba del algoritmo de control bajo esquema SISO	47
4.2.1. Caso #1-Nominal	47
4.2.2. Caso #2-Incertidumbre Paramétrica	48
4.2.3. Caso #3-Perturbaciones	49
4.2.4. Caso #4-Incertidumbre paramétrica y perturbaciones	50
4.3. Prueba del algoritmo de control bajo esquema MIMO	51
4.3.1. Control Descentralizado	51
4.3.2. Sistema MIMO espesor-tensión (h_i - σ_i)	53
4.3.3. Sistema MIMO espesor-posición angular (h_i - θ_i)	60
4.4. Resumen del capítulo	67
5. Análisis MIMO (3×3) del HSM	70
5.1. Prueba del algoritmo bajo esquema MIMO 3×3	71
5.1.1. Caso #1-Nominal	71
5.1.2. Caso #2-Incertidumbre Paramétrica	75
5.1.3. Caso #3-Perturbaciones	76

5.1.4. Caso #4-Incertidumbre Paramétrica y Perturbaciones	77
5.2. Resumen del capítulo	79
6. Conclusiones y trabajo posterior	82
6.1. Conclusiones	82
6.2. Trabajo futuro	85
A. Apéndice	86
A.1. Parámetros del HSM	86
A.2. Para el modelado del conjunto de plantillas $\{P(s)\}$ (78125)	92
A.3. Del cálculo de bounds y diseño del lazo nominal $L_n(s)$	94
A.4. De la validación del controlador en la frecuencia	96

ÍNDICE DE FIGURAS

2.1. Línea de laminación en caliente	6
2.2. Diagrama esquemático de dos castillos contiguos de laminación continua	9
2.3. Looper	10
2.4. Modelo matemático multivariable 4×4	12
2.5. Esquema de entradas-salidas-perturbaciones para el HSM	13
3.1. Diagrama canónico 2GDL	17
3.2. Diagrama de flujo de la metodología para el diseño de un control QFT	20
3.3. Mapa de polos y ceros del conjunto de plantas $\{P(s)\}$ (2178)	22
3.4. Plantillas para h_i (78125)	24
3.5. Condición para estabilidad robusta $T(s)$	26
3.6. Condición para rechazo de perturbaciones a la salida $S(s)$	27
3.7. Condición para rechazo de perturbaciones a la entrada $S_I(s)$	28
3.8. Total de cotas	29
3.9. Límites globales para h_i	30
3.10. Lazo inicial $L_0(s)$	31

3.11. Lazo nominal $L_n(s)$	32
3.12. Análisis de $T(s)$ para $G_{h_i}(s)$	33
3.13. Análisis de $S(s)$ para $G_{h_i}(s)$	34
3.14. Análisis de $S_I(s)$ para $G_{h_i}(s)$	35
3.15. Diagrama de Bode de $L_n(s)$ para h_i	36
4.1. Respuesta en el tiempo de un integrador con control PI	41
4.2. Diagrama de Bode para el sistema $G(s)P_n(s)$ con el controlador PI .	43
4.3. Análisis de $T(s)$ para el controlador PI	44
4.4. Análisis de $S(s)$ para el controlador PI	45
4.5. Análisis de $S_I(s)$ para el controlador PI	46
4.6. Caso #1-Nominal (h_i)	47
4.7. Caso #2-Incertidumbre Paramétrica (h_i)	48
4.8. Caso #3-Perturbaciones (h_i) para la simulación #119	49
4.9. Caso #4-Incertidumbre paramétrica y perturbaciones para la simula- ción #31 (h_i)	50
4.10. Control Descentralizado MIMO ($h_i - \sigma_i$)	52
4.11. Control Descentralizado MIMO ($h_i - \theta_i$)	52
4.12. Caso #1-Nominal ($h_{i_{ref}} = h_{i_{nom}} \sigma_{i_{ref}} = \sigma_{i_{nom}}$)	53
4.13. Caso #1-Nominal ($h_{i_{ref}} = 0 \sigma_{i_{ref}} = \sigma_{i_{nom}}$)	54
4.14. Caso #1-Nominal ($h_{i_{ref}} = h_{i_{nom}} \sigma_{i_{ref}} = 0$)	55

4.15. Caso #2-Incertidumbre Paramétrica ($h_i - \sigma_i$)	56
4.16. Caso #3-Perturbaciones para la simulación #11 ($h_i - \sigma_i$)	57
4.17. Caso #4 - Incertidumbre Paramétrica y Perturbaciones ($h_i - \sigma_i$) para la simulación #9	59
4.18. Caso #1-Nominal ($h_{i_{ref}} = h_{i_{nom}} \quad \theta_{i_{ref}} = \theta_{i_{nom}}$)	60
4.19. Caso #1-Nominal: Acercamiento ($h_{i_{ref}} = h_{i_{nom}} \quad \theta_{i_{ref}} = \theta_{i_{nom}}$)	61
4.20. Caso #1-Nominal ($h_{i_{ref}} = 0 \quad \theta_{i_{ref}} = \theta_{i_{nom}}$)	62
4.21. Caso #1-Nominal ($h_{i_{ref}} = h_{i_{nom}} \quad \theta_{i_{ref}} = 0$)	63
4.22. Caso #2-Incertidumbre Paramétrica ($h_i - \theta_i$)	64
4.23. Caso #3-Perturbaciones para la simulación #13 ($h_i - \theta_i$)	65
4.24. Caso #4-Incertidumbre Paramétrica y Perturbaciones para la simu- lación #173 ($h_i - \theta_i$)	66
5.1. Control Descentralizado 3×3	70
5.2. Caso #1-Nominal ($h_{i_{ref}} = h_{i_{nom}} \quad \theta_{i_{ref}} = \theta_{i_{nom}} \quad \sigma_{i_{ref}} = \sigma_{i_{nom}}$)	71
5.3. Caso #1-Nominal ($h_{i_{ref}} = h_{i_{nom}} \quad \sigma_{i_{ref}} = 0 \quad \theta_{i_{ref}} = 0$)	72
5.4. Caso #1-Nominal ($h_{i_{ref}} = 0 \quad \sigma_{i_{ref}} = \sigma_{i_{nom}} \quad \theta_{i_{ref}} = 0$)	73
5.5. Caso #1-Nominal ($h_{i_{ref}} = 0 \quad \sigma_{i_{ref}} = 0 \quad \theta_{i_{ref}} = \theta_{i_{nom}}$)	74
5.6. Caso #2-Incertidumbre Paramétrica (Sistema 3×3)	75
5.7. Caso #3-Perturbaciones para la simulación #3 (Sistema 3×3)	77
5.8. Caso #4-Incertidumbre Paramétrica y Perturbaciones para la simu- lación #6 (Sistema 3×3)	78

ÍNDICE DE TABLAS

2.1. Nomenclatura para entradas, salidas y perturbaciones del HSM . . .	13
3.1. Incertidumbre Paramétrica del HSM	21
4.1. Valores de las ganancias del PI para los diferentes lazos	42
4.2. Perturbaciones y sus frecuencias del sistema 1×1 para la simulación #119	49
4.3. Perturbaciones y sus frecuencias del sistema 1×1 para la simulación #31	51
4.4. Perturbaciones y sus frecuencias del sistema 2×2 ($h_i - \sigma_i$) para la simulación #11	57
4.5. Perturbaciones y sus frecuencias del sistema 2×2 ($h_i - \sigma_i$) para la simulación #9	58
4.6. Perturbaciones y sus frecuencias del sistema 2×2 ($h_i - \theta_i$) para la simulación #13	65
4.7. Perturbaciones y sus frecuencias del sistema 2×2 ($h_i - \theta_i$) para la simulación #173	66
4.8. Resultados para el análisis SISO	67

4.9. Nomenclatura para las tablas de resultados	68
4.10. Resultados para el análisis MIMO $(h_i - \sigma_i)$	68
4.11. Resultados para el análisis MIMO $(h_i - \theta_i)$	69
5.1. Perturbaciones y sus frecuencias del sistema 3×3 para la simulación #3	76
5.2. Perturbaciones y sus frecuencias del sistema 3×3 para la simulación #6	78
5.3. Resultados para el análisis 3×3	81

LISTA DE ABREVIATURAS

HSM : Hot Strip Mill (Molino de Laminación en Caliente).

QFT: Quantitative Feedback Theory (Teoría de Retroalimentación Cuantitativa)

P: Proporcional

PI: Proporcional-Integral

PID: Proporcional-Integral-Derivativo

SISO: Single Input Single Output (Una sola entrada una sola salida)

MIMO: Multiple Input Multiple Output (Múltiples entradas múltiples salidas)

FO: Formador de onda

BT: Barra de Transferencia

FM: Finishing Mill (Molino Continuo)

ROT: Run Out Table (Mesa de enfriamiento)

MPC: Model Predictive Control (Control Predictivo basado en Modelo)

MG: Margen de Ganancia

MF: Margen de Fase

2GDL: 2 grados de libertad

RS: Robust Stability (Estabilidad Robusta)

RP: Robust Performance (Desempeño Robusto)

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

El acero es uno de los materiales más importantes en la vida moderna, ya que tiene muchas y muy variadas aplicaciones en la industria. Desde juguetes, aparatos electrodomésticos, utensilios para el hogar, equipo médico, fabricaciones de chasis en la industria automotriz, hasta maquinaria con tecnología de punta. Entre sus aplicaciones, están aquellas que cuentan con un perfil plano, por lo que el proceso de laminación en caliente se encuentra en la esfera de los procesos industriales más relevantes.

El producto final de un molino de laminación en caliente (HSM) es un rollo de lámina de acero, cuyos requisitos de calidad más importantes son el espesor y la temperatura de acabado, esta última para lograr las propiedades mecánicas deseadas [1], [2].

En el HSM existen interacciones entre las diferentes variables de control, así como incertidumbre en sus parámetros, actuadores y sensores. En cuanto a estrategias de control para un HSM, las más destacadas son las acciones de control: P, PI y PID; no obstante, debido a que las tres acciones antes mencionadas no consideran las incertidumbres como parte de su análisis ni las interacciones entre sus componentes se consideran insuficientes.

Se han propuesto técnicas de control robusto para mantener estabilidad y desempeño ante la inminente presencia de incertidumbres, además de reducir el nivel de interacción entre los lazos de control. En este proyecto se explorarán las características de la planta, se modelarán las incertidumbres en los parámetros del modelo en la frecuencia y se propondrá el diseño de un control robusto para el espesor de la cinta. El control estará diseñado de acuerdo a la metodología propuesta por la técnica de teoría de retroalimentación cuantitativa (QFT), la cual se basa en el uso de diagramas de Nichols.

1.1 ANTECEDENTES

El trabajo anterior concerniente al HSM reporta técnicas de control robusto para reducir el impacto de interacciones, manteniendo desempeño y estabilidad en presencia de las incertidumbres o perturbaciones, así mismo evitar un alto consumo de energía.

Se ha propuesto un modelo multivariable linealizado en un punto de operación en el dominio de Laplace. Se reporta una buena aproximación del proceso real [3], [4]. En [5] y [6] las técnicas propuestas de control son multivariables aplicadas al espesor, ignorando los lazos relacionados con el flujo de masa. En [7] se muestra una aplicación de técnicas multivariables al espesor y al flujo de masa, sin estudiar la robustez del sistema. No muestran el modelo multivariable completo. El sistema de control se implementó en un molino real y se reportaron beneficios. También se ha propuesto un esquema robusto para el control de espesor en un HSM considerando incertidumbres en el módulo de deformación del molino [8].

Hearns y Grimble [9] proponen el control basado en la técnica H_∞ a los lazos de espesor y flujo de masa; no obstante diseñaron para lograr robustez a fallas en los

sensores; no muestran el modelo del proceso, ni el modelo de incertidumbres. Zhang *et al.* diseñan un control basado en la técnica “síntesis- μ ” (extensión de la técnica H_∞) y sintonizando mediante QFT para el espesor de salida con incertidumbre aditiva y multiplicativa en el modulo del molino, σ y θ son considerados parte del vector de estados. La sintonización QFT mejoró la respuesta con respecto a la obtenida solamente mediante síntesis- μ [10]. En [11] se presenta la historia de la técnica QFT, su metodología y las diferentes aplicaciones en las que se ha implementado. Yu *et al.* proponen dos controladores H_∞ robustos de tensión de la cinta, uno mediante el método de Lyapunov-Kásovskii y desigualdades matriciales lineales y el otro usando el método convencional basado en Riccati; los desempeños de ambos controladores se comparan presentando el primero una respuesta más rápida y con menor sobrepaso bajo condiciones de incertidumbre paramétrica [12].

En [13] se propone un control inferencial para la tensión de la cinta en el cual el control es diseñado mediante la técnica QFT, pero no se proporciona la región de incertidumbre de los parámetros. En [14] los mismos autores aplican un control basado en la misma técnica para el HSM, el cual no se aplica de la manera típica que propone la bibliografía en [15] y [16]. Don Juan Ríos *et al.* propusieron dos controladores en lazo individual para mantener estabilidad y desempeño robusto en presencia de incertidumbres paramétricas en el HSM mediante la técnica QFT. Dichos controladores son diseñados para tensión de cinta y posición angular del formador de onda, a su vez se realizó una comparativa con un controlador de tipo PI [17]. Evers propuso por vez primera un diseño del HSM con incertidumbres paramétricas en un sistema MIMO de 4×4 , aplicando un control basado en QFT [18].

1.2 HIPÓTESIS

Si la técnica QFT utiliza un controlador con un ancho de banda bajo, junto con retroalimentación unitaria para reducir el impacto de la incertidumbre paramétrica, el error entre las perturbaciones, ruido y la salida, entonces dicha técnica mejora considerablemente el impacto de la incertidumbre en el HSM, asegurando tanto estabilidad robusta como desempeño robusto.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 OBJETIVO GENERAL

Diseñar un sistema de control robusto en presencia de incertidumbre paramétrica para el espesor de la cinta en un molino de laminación en caliente mediante la técnica de diseño de Teoría de Retroalimentación Cuantitativa.

1.3.2 OBJETIVOS PARTICULARES

- Modelar las incertidumbres paramétricas en el dominio de la frecuencia.
- Encontrar un algoritmo de control que cumpla con las condiciones suficientes para asegurar estabilidad robusta y desempeño robusto.
- Implementar el controlador, así como garantizar correctamente su funcionamiento.

- Mejorar el desempeño del proceso en presencia de interacciones, atenuar el ruido y reducir el ancho de banda.
- Evaluar el desempeño y comparar con un controlador PI.

1.4 CONTENIDO DE LA TESIS

En el Capítulo 2 se explicará el proceso de laminación en caliente, así como las principales etapas en la que consiste, las partes fundamentales del HSM y el modelo matemático con el que se trabajará a lo largo de esta tesis.

El Capítulo 3 se enfocará en el contexto del control QFT, el origen de sus fundamentos y los pasos que conforman la técnica. Aunado a ello, se mostrará el diseño del control basado en QFT para el lazo del espesor (h_i).

Se plantearán cuatro escenarios diferentes para evaluar el control diseñado en el Capítulo 3 para el sistema 1×1 y 2×2 (conformado por espesor y tensión (σ_i); espesor y posición angular (θ_i)), comparándolo con un controlador PI, como el que está implementado en el molino actualmente, todo esto se verá en el Capítulo 4.

En el Capítulo 5 se hará un análisis para el sistema 3×3 con los controladores diseñados en trabajos anteriores [17], evaluándolos para cuatro casos y analizando el nivel de interacción entre lazos.

El Capítulo 6 resumirá las conclusiones obtenidas en esta tesis y anexará el trabajo futuro.

CAPÍTULO 2

MOLINO DE LAMINACIÓN EN CALIENTE

2.1 PRINCIPALES ETAPAS DE UN HSM

El producto final de un molino de laminación en caliente es una cinta de acero que debe cumplir con tres requerimientos principales: el espesor del rollo, la temperatura de acabado y la temperatura de enrollado, las dos últimas características son las que definen las propiedades mecánicas según el cliente [19].

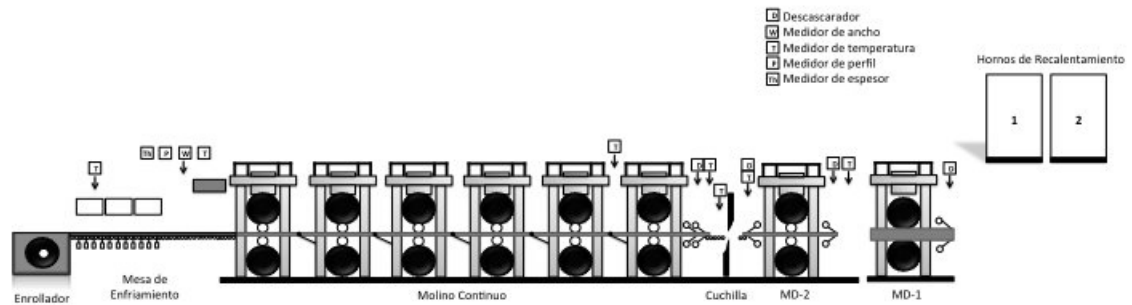


Figura 2.1: Línea de laminación en caliente

A continuación, se explicará brevemente cada etapa que conforma el proceso de una línea de laminación en caliente (ver Figura 2.1).

1. Hornos de recalentamiento:

La materia prima entra aquí para ser calentada, de manera que llegue a una temperatura alrededor de los 1300° , a partir de ahí el planchón se prepara para ser deformado. Posteriormente entra al rompedor de óxido, donde se inyecta agua a presión para quitar la película de óxido que se formó cuando el planchón estaba dentro del horno.

2. Molinos desbastadores

Los planchones se deforman mecánicamente para darle un espesor típico de 25.4 mm, este subproducto se llama barra de transferencia (BT). La cinta pasa por un proceso de corte, donde se le corta la punta para hacer más fácil su pase hacia el primer castillo. Se vuelve a lavar el óxido, producto de las altas temperaturas.

3. Molino continuo

Consta de 6 a 7 molinos o castillos. En esta etapa se busca reducir el espesor de la BT para obtener el espesor final de la cinta. Se debe cumplir con una temperatura de acabado en especial. El espesor final oscila entre 2 mm y 15.7 mm, el ancho final está alrededor de los 900 mm.

4. Enrolladores

Aquí la cinta de acero debe tener una temperatura determinada, para ello es necesario que entre a la mesa de enfriamiento (ROT), cuya localización se encuentra entre el último castillo y los enrolladores. Este proceso se logra con cortinas de agua. La cinta de acero se enrolla, lista para almacenarse. Se hace hincapié nuevamente en que la temperatura de enrollado es un requisito crucial para asegurar las propiedades mecánicas deseadas, esta se encuentra entre los 500° y 650° . El acero que más se emplea en este proceso es acero al carbono 1006.

2.2 MOLINO CONTINUO

Una de las etapas más críticas es el molino continuo (FM), ya que entra en juego las dimensiones y especificaciones que necesita el producto terminado. De modo que el control de las variables de esta etapa son muy importantes. Por otro lado, la interacción entre los castillos, las interacciones entre variables e incertidumbres de los parámetros del modelo están presentes.

2.2.1 PARTES DEL MOLINO CONTINUO (FM)

En la Figura 2.2 se muestra la geometría de dos castillos contiguos con las variables que juegan un papel importante en el proceso.

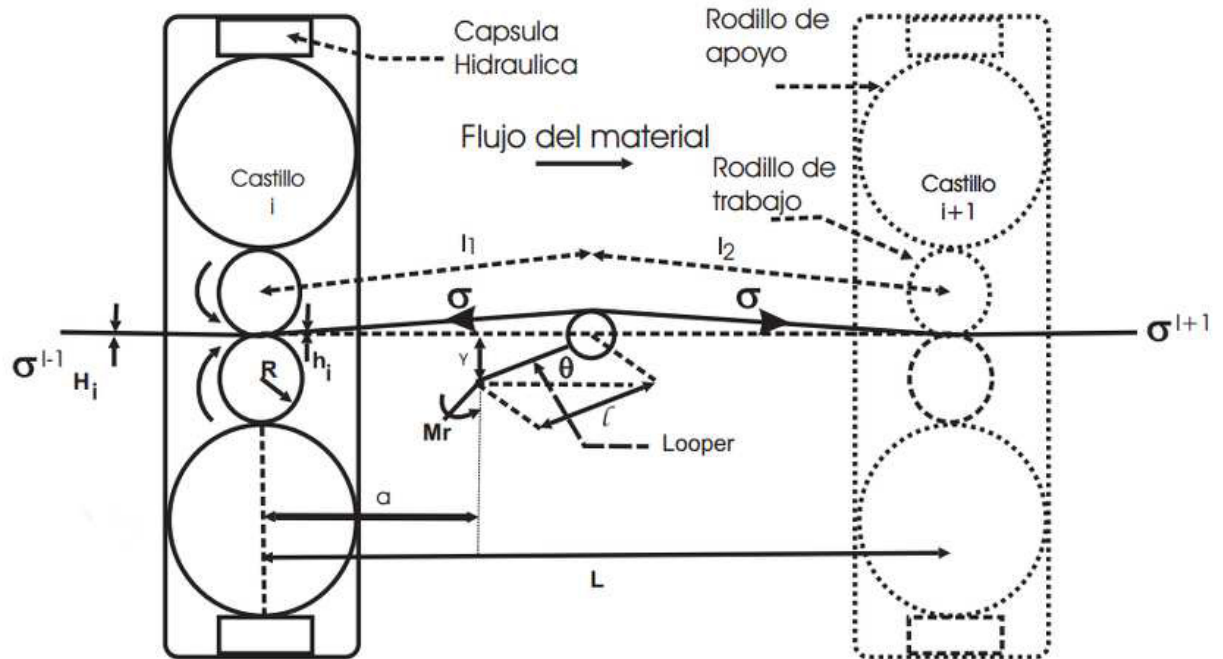


Figura 2.2: Diagrama esquemático de dos castillos contiguos de laminación continua

2.2.1.1 CASTILLO

Un castillo tiene cuatro partes fundamentales:

- **Cápsula hidráulica:** Su sistema hidráulico, incorporado con un regulador de posición, se utiliza para aplicar la fuerza de rolado¹.
- **Rodillo de apoyo:** Están en contacto con el sistema hidráulico. Tienen el trabajo de transferir la fuerza y el movimiento a los rodillos de trabajo, que les suministra la cápsula hidráulica. Poseen un diámetro que va de 1200 mm-1563 mm.

¹Es la fuerza necesaria que aplican los rodillos para deformar mecánicamente un metal a una forma determinada.

- **Rodillo de trabajo:** Están en contacto directo con la cinta de acero y son los que se encargan de imprimirle fuerza a la misma. Su diámetro abarca desde 440 mm-740 mm.
- **Celda de carga:** Es un transductor de fuerza, que convierte una señal mecánica a una eléctrica

2.2.1.2 LOOPER

Es un brazo mecánico cuya localización se encuentra entre dos castillos, tiene un rodillo en el extremo superior. Tiene dos tareas: controlar el flujo de masa por medio de la tensión y absorber el error que se forma entre la diferencia de velocidades (véase Figura 2.3).

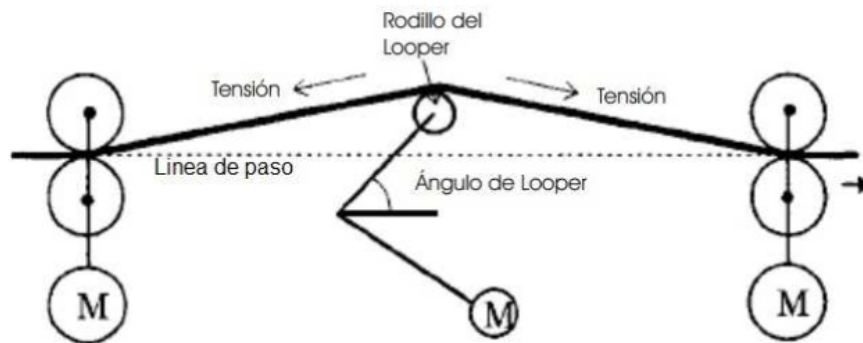


Figura 2.3: Looper

2.2.2 FUNCIONAMIENTO DEL MOLINO (FM)

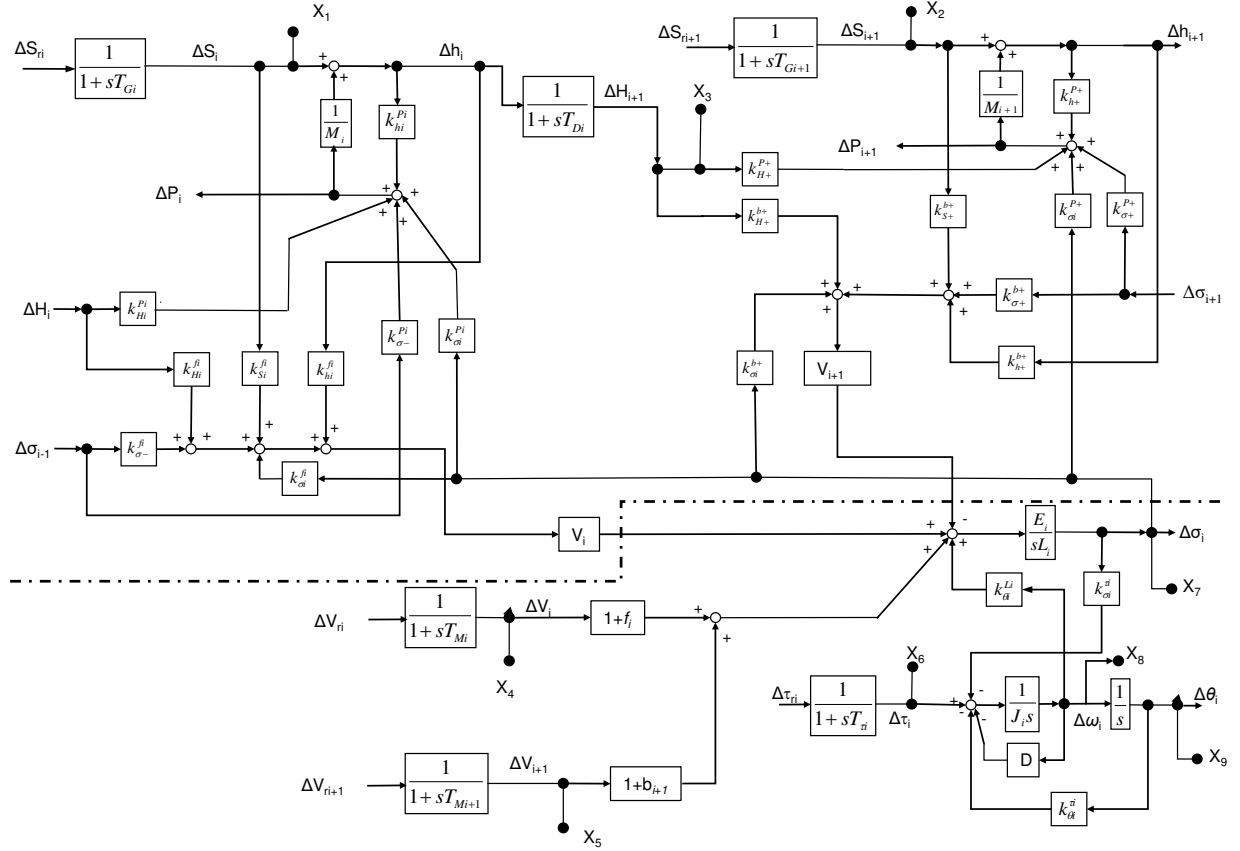
La cinta de acero entra al castillo i con un espesor inicial (H_i), aquí el castillo i se encarga de reducir su espesor hasta que esta tiene el espesor de salida, huelga

decir que esta cantidad es menor que H_i , dependiendo de la reducción que tenga ese castillo. Como se mencionó en la Sección 2.2.1.2, el *looper* regula el flujo de masa, de modo que se genera una posición angular (θ_i) y una tensión (σ_i), descrita por el castillo actual (i) y el siguiente ($i + 1$) (ver Figura 2.2).

Un ajuste en el h_i implica ajustar la posición angular del FO anterior (θ_{i-1}) y en θ_i , la misma altera a su vez σ_i . Ya que la entrada manipulada para θ_i es V_{ri} (ver Figura 2.5), afecta la temperatura de acabado, esto se debe a que la fuerza de separación de los rodillos depende de la velocidad de laminación [1], [2]. La interacción entre variables provoca que los ajustes sean lentos para reducir su efecto, ya que los controladores básicos sólo atenúan la interacción a bajas frecuencias.

2.3 MODELO LINEAL MULTIVARIABLE

En el trabajo de Obregón [3], [4] se derivó un modelo matemático multivariable de un FM, linealizado alrededor de un punto de operación en el dominio de Laplace. El modelo toma en cuenta dos castillos vecinos (el actual i y el próximo $i + 1$) y la geometría del looper, dicho modelo demostro ser una buena aproximación del proceso real [4]. Aunque el proceso es no lineal, el comportamiento lineal es realista una vez que la barra está siendo enhebrada en el FM. El punto de operación se determina por un producto en particular, que se trata del acero AIST 1006, calibre 2×10^{-3} m y ancho 0.9 m. Este material es el más utilizado para el rolado. Un esquemático del modelo matemático se muestra en la Figura 2.4.

Figura 2.4: Modelo matemático multivariable 4×4

La notación k_x^y es la representación de las ganancias estáticas $\frac{\delta y}{\delta x}$, evaluadas en el punto de operación [4]. El sistema es MIMO de dimensión 4×4 (cuatro entradas-cuatro salidas), en la Figura 2.5 se muestra la relación de las entradas del modelo con las salidas, además de mostrar las señales de perturbación que afectan a la planta. La nomenclatura correspondiente se presenta en la Tabla 2.1.

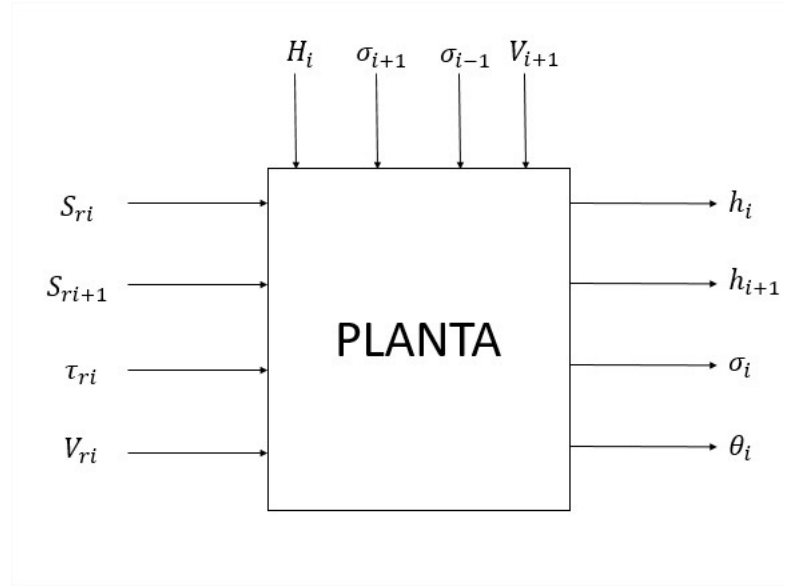


Figura 2.5: Esquema de entradas-salidas-perturbaciones para el HSM

Variable	Concepto	Unidades	Tipo de señal
S_{ri}	Espacio entre rodillos del castillo i	m	Entrada
S_{ri+1}	Espacio entre rodillos del castillo $i+1$	m	Entrada
V_{ri}	Velocidad de los rodillos de trabajo del castillo i	m/s	Entrada
τ_{ri}	Par del looper i	N-m	Entrada
h_i	Espesor de salida del castillo i	m	Salida
σ_i	Tensión de salida del castillo i	N	Salida
θ_i	Posición angular del looper del castillo i	Grados	Salida
h_{i+1}	Espesor de salida del castillo $i+1$	m	Salida
H_i	Espesor de entrada del castillo i	m	Perturbación
σ_{i-1}	Tensión del castillo $i-1$	N	Perturbación
σ_{i+1}	Tensión del castillo $i+1$	N	Perturbación
V_{i+1}	Velocidad del rodillo de trabajo del castillo $i+1$	m/s	Perturbación

Tabla 2.1: Nomenclatura para entradas, salidas y perturbaciones del HSM

En esta tesis se puntualizará en el diseño de un controlador, que aplicado a la

función de transferencia relacionada con h_i y el espacio entre el castillo i y el castillo $i+1$ (S_{ri}), haga al lazo robusto.

2.4 RESUMEN DEL CAPÍTULO

Se explicó como se lleva a cabo un proceso de una línea de laminación en caliente, así como las partes más relevantes que conforman un HSM, las interacciones que existen entre los elementos del FM y para finalizar, se hizo una descripción de las entradas, salidas y señales de perturbación que forman parte del modelo matemático del molino de laminación en caliente.

CAPÍTULO 3

TEORÍA DE RETROALIMENTACIÓN CUANTITATIVA

La literatura menciona que existen diversas técnicas de control que logran minimizar la interacción entre lazos (control multivariable) y que hacen a un sistema insensible ante la aparición de incertidumbre paramétrica y señales de perturbación (lo que se conoce como control robusto). Estas son: H_∞ (abordada en [20]), teoría de retroalimentación cuantitativa [16] y control predictivo basado en modelo [21] (MPC). La última, si bien no es catalogada como una técnica de control robusto como la H_∞ y la QFT, toma conceptos del mismo y atenúa el efecto de la incertidumbre, obteniendo buenos resultados. La tesis está enfocada al estudio de la técnica QFT para controlar h_i , a continuación se contará su metodología de diseño y la manera en que se desarrollo un controlador para el lazo de espesor.

3.1 ANTECEDENTES HISTÓRICOS

En [11] se resume el contexto en el que surgió esta técnica. En los años 40's, Hendrik W. Bode publicó una de las obras que marcaría un antes y un después en la ingeniería de control: *Network Analysis and Feedback Amplifier*, en la misma se

resumen los cimientos de la retroalimentación para sistemas (“feedback” en el contexto anglosajón), del diseño de compensadores y análisis en el dominio de la frecuencia.

En [22], Isaac M. Horowitz propuso que había necesidad de cuantificar el controlador, de acuerdo a las especificaciones y la incertidumbre de sus parámetros. El trabajo de Horowitz tiene como idea principal que la función de sensibilidad ($S = (1 + L)^{-1}$, donde $L \triangleq GP$ es la función en lazo abierto), sea insensible al ruido y al ancho de banda. G es el controlador y P es la planta. A partir de aquí, la función de transferencia en lazo abierto es elegida por lo general para el diseño de controladores.

No sería hasta 1972 cuando Horowitz y su estudiante Marcel Sidi nombrarían a este concepto como *Teoría de Retroalimentación Cuantitativa* en [23], que emplea en su análisis la carta de Nichols. A partir de aquí, Horowitz comenzaría a darle forma a su idea, en compañía de otro destacado investigador, Constantine H. Houppis. Para más detalle, se remite al lector al artículo de García-Sanz [11].

3.2 MARCO TEÓRICO

3.2.1 DECLARACIÓN DEL PROBLEMA

En la vida real, una planta tiene parámetros que son inciertos. Cuando se refiere a que un parámetro es “incierto”, no quiere decir que se desconozca su valor nominal, sino que este puede tomar cualquier valor dentro de una cota conocida [16].

La teoría de retroalimentación cuantitativa es llamada así porque se tiene conocimiento de la banda de incertidumbre de sus parámetros cuantitativamente hablando y el objeto del diseño es alcanzar desempeños cuantitativos. Esta técnica es una poderosa herramienta de diseño para el logro de tolerancias de desempeño asignadas

sobre un rango específico de incertidumbres paramétricas de una planta estructurada [24]. La idea principal con la que opera esta técnica es que con ayuda de la retroalimentación, se puede reducir el efecto de la incertidumbre paramétrica y cumplir con las especificaciones de diseño. Para lograr ello, Horowitz propone el siguiente diagrama de control (ver Figura 3.1)

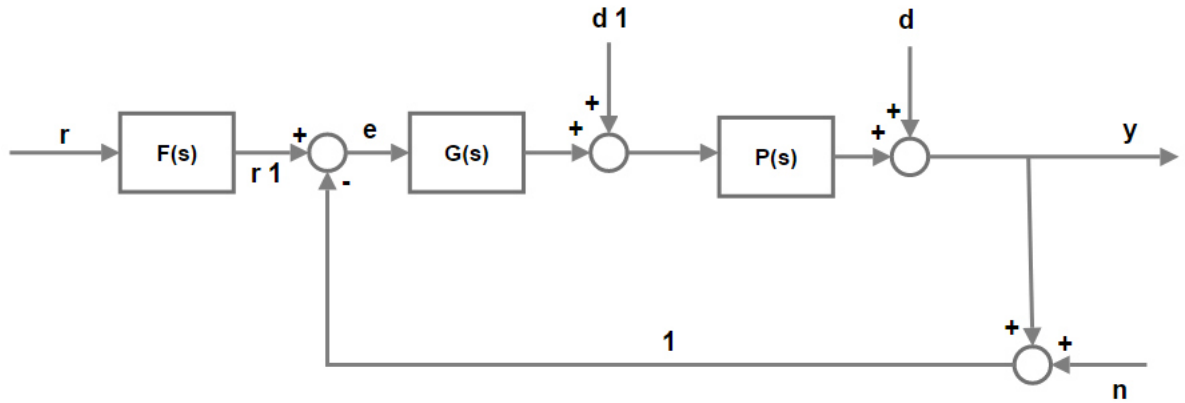


Figura 3.1: Diagrama canónico 2GDL

donde:

- $G(s)$ es el controlador
- $F(s)$ es el prefiltro
- $P(s)$ es la planta incierta
- n es el ruido producido a la salida
- y es la salida
- r es la señal de referencia
- r_1 es la entrada al sistema

- e es el error producido por la diferencia entre la entrada y la retroalimentación
- d_1 es la señal de perturbación a la entrada
- d es la señal de perturbación a la salida

Las ecuaciones que se encargan de describir al diagrama de la Figura 3.1 están conformadas por (3.1)-(3.7).

$$T(s) \triangleq \frac{y(s)}{r(s)} = F(s) \frac{L(s)}{1 + L(s)} \quad (3.1)$$

donde $L(s) \triangleq G(s)P(s)$, que es la función de transferencia en lazo abierto. A (3.1) se le conoce como *función de sensibilidad complementaria*, que es la función de transferencia de lazo cerrado que relaciona la señal de referencia con la salida [20].

$$T_{d1}(s) \triangleq \frac{y(s)}{d_1(s)} = \frac{P(s)}{1 + L(s)} \equiv S_I(s) \quad (3.2)$$

La expresión (3.2) relaciona las perturbaciones a la entrada con la salida, a esta se le conoce como *función de sensibilidad a la entrada*.

$$T_d(s) \triangleq \frac{y(s)}{d(s)} = \frac{1}{1 + L(s)} \equiv S(s) \quad (3.3)$$

La ecuación (3.3) se le conoce como *función de sensibilidad a la salida*, cuya función de transferencia en lazo cerrado relaciona las perturbaciones en la salida con la salida del sistema.

$$T_{un}(s) \triangleq \frac{u(s)}{n(s)} = \frac{-G(s)}{1 + L(s)} = -G(s)S(s) = \frac{-1}{P(s)} \frac{L(s)}{1 + L(s)} \quad (3.4)$$

$$T_1(s) \triangleq \frac{y(s)}{r_1(s)} = \frac{L(s)}{1 + L(s)} \equiv T_{uf}(s) \quad (3.5)$$

$$T_{ud}(s) \triangleq \frac{u(s)}{d(s)} = \frac{-G(s)}{1 + L(s)} \quad (3.6)$$

$$T_{yn}(s) \triangleq \frac{y(s)}{n(s)} = -\frac{L(s)}{1 + L(s)} \quad (3.7)$$

Es necesario aclarar que la ecuación (3.5) es la función de sensibilidad complementaria que no toma en cuenta la participación del prefiltro. Por cuestiones de complejidad, el prefiltro no formará parte del diseño del control QFT [16]. Otra cosa interesante a notar es que el nombre de sensibilidad complementaria proviene de la expresión (3.8), bajo el supuesto que $F(s) = 1$.

$$S(s) + T_1(s) = 1 \quad (3.8)$$

Partiendo de lo anterior, el problema es diseñar un controlador $G(s)$ tal que el sistema cumpla con las condiciones de estabilidad robusta y desempeño robusto para un conjunto de plantas dado $\{P(s)\}$.

3.2.2 METODOLOGÍA

Los pasos para desarrollar un algoritmo de control dentro del contexto QFT se resumen en seis, dependiendo de la naturaleza del sistema (más concretamente de la ubicación de los polos y ceros), algunos pasos pueden cambiar significativamente [16]. El proceso es iterativo, lo que significa que debe repetirse el diseño tantas veces sea necesario. Véase la Figura 3.2.

1. Definir las especificaciones cuantitativas de diseño en el dominio de la frecuencia. Estas son representadas por las ecuaciones (3.2), (3.3) y (3.5).
2. Representar la incertidumbre paramétrica en la carta de Nichols por medio de plantillas (“templates”).
3. Calcular las cotas (“bounds” en la literatura anglosajona) del lazo abierto de transmisión $L(s)$.

4. Diseño del lazo nominal con retroalimentación unitaria $L_n(s)$ que cumpla con las cotas del paso anterior.
5. Obtener el controlador $G(s)$ a partir del lazo $L_n(s)$.
6. Evaluar en la frecuencia el control QFT. En caso de ser necesario, rediseñar desde el Paso 3.

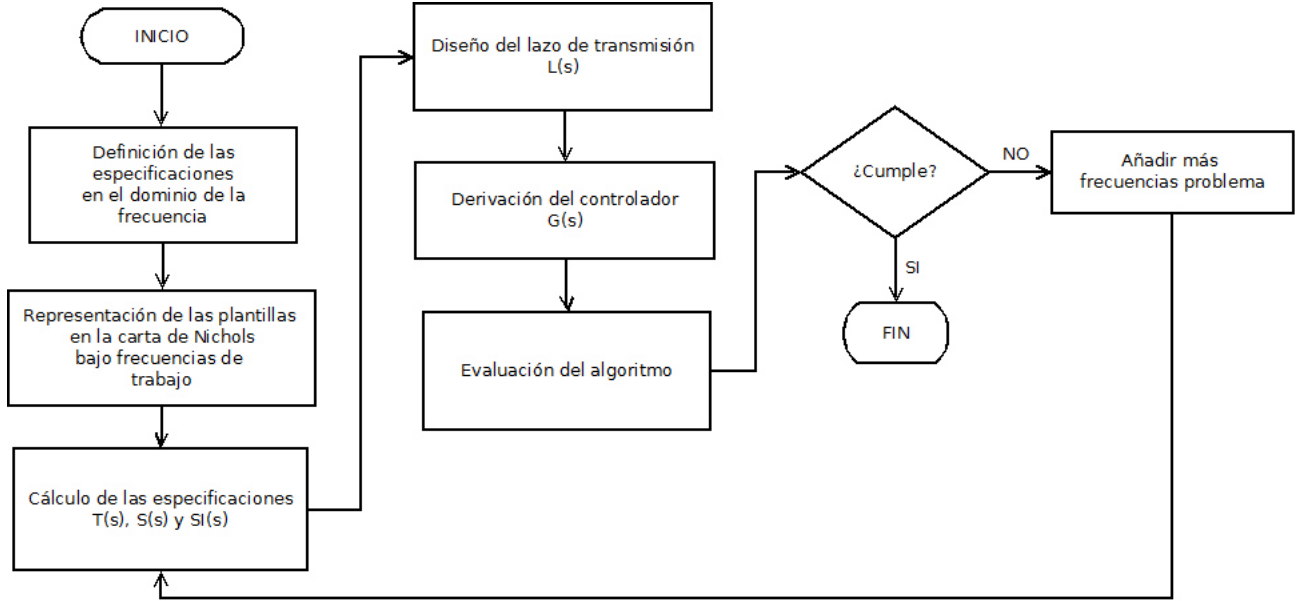


Figura 3.2: Diagrama de flujo de la metodología para el diseño de un control QFT

A continuación, se explicará cada paso de manera amplia, además de mostrarse como se fue diseñando el control para el lazo de h_i .

3.3 DISEÑO DEL ALGORITMO DE CONTROL PARA EL ESPESOR

En [17] se eligieron los parámetros en los que cuya incertidumbre, afectaría el loop. Debido a que se trabaja con el lazo de espesor, se agregó el parámetro del

módulo del molino, pues el mismo afecta al lazo [4]. En la Tabla 3.1 se presentan los parámetros y sus respectivas regiones de incertidumbre con las que se trabajará a lo largo de esta tesis². En la práctica, no existe un criterio para seleccionar la banda de incertidumbre de los parámetros, en trabajos anteriores ya se han utilizado los mismos porcentajes [25], [17]. En [26] menciona ciertas consideraciones del porque se eligieron estas bandas de incertidumbre paramétrica.

Parámetro	Unidades	Concepto	Incertidumbre
$k_{\theta_i}^{\tau_i}$	$kg \cdot mm$	Ganancia estática	$\pm 5 \%$
$k_{\theta_i}^{L_i}$	mm	Ganancia estática	$\pm 5 \%$
$k_{\sigma_i}^{\tau_i}$	mm	Ganancia estática	$\pm 5 \%$
J_i	$kg \cdot mm \cdot s^2$	Inercia del looper	$\pm 10 \%$
D_i	$kg \cdot mm \cdot s$	Amortiguamiento	$\pm 5 \%$
$\frac{1}{M_i}$	$\frac{mm}{kg}$	Constante en el módulo del molino	$\pm 5 \%$
E_i	$\frac{kg}{mm}$	Módulo de Young de la cinta	$\pm 10 \%$
L_i	mm	Distancia entre centros de los rodillos de apoyo	$\pm 1 \%$

Tabla 3.1: Incertidumbre Paramétrica del HSM

Tanto E_i como L_i se considerarán como un solo parámetro, ya que ambos coeficientes pertenecen a un mismo integrador (ver Figura 2.4). Eso sería un total de siete parámetros, en los que dentro de su banda de incertidumbre, toman valores en cinco niveles; con 5^7 combinaciones, da un total de 78125 plantas posibles.

Antes de iniciar, se estudió la ubicación de los polos y ceros del conjunto de plantas $\{P(s)\}$, ya que su localización es crucial para categorizar su naturaleza. Dependiendo de ello, los pasos de la metodología pueden cambiar o no. En la Figura 3.3 se muestra el mapa de polos y ceros para un conjunto $\{P(s)\}$ de 2178 plantas

²En el Apéndice A.1 se presenta un archivo m que tiene los valores nominales de los parámetros y de otras variables para el modelo matemático (ver Figura 2.4).

posibles³.

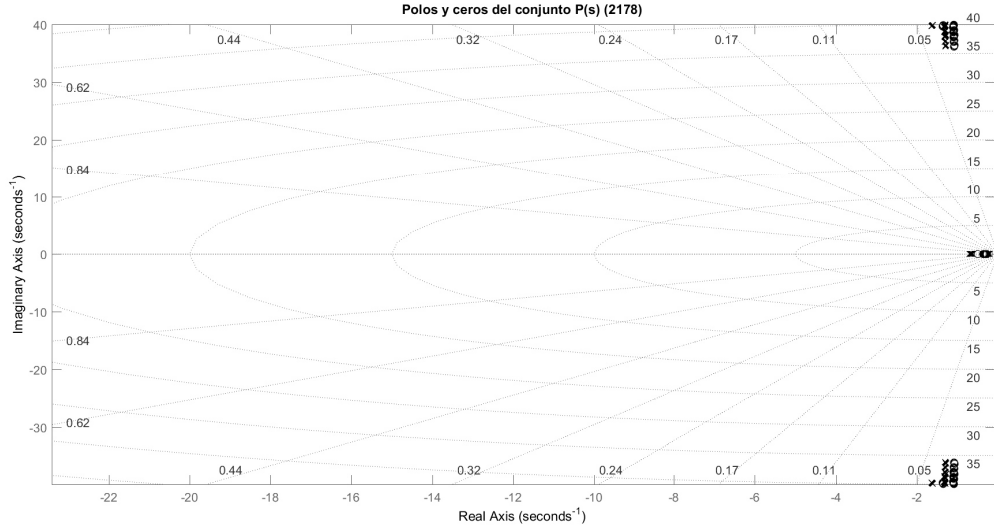


Figura 3.3: Mapa de polos y ceros del conjunto de plantas $\{P(s)\}$ (2178)

Obsérvese que los polos y ceros del conjunto $\{P(s)\}$ caen dentro del semiplano izquierdo, por lo que el mismo es estable [27]. Las plantas son de fase mínima, por lo que la metodología procede sin cambios en sus etapas [16].

3.3.1 PASO 1. DEFINICIÓN DE LAS ESPECIFICACIONES DE DISEÑO

Para esta etapa se definen las restricciones para asegurar estabilidad robusta (RS) y desempeño robusto (RP), las cuales además se trasladan al dominio de la frecuencia. Primero se elige una función de ponderación que condicione $T(j\omega)$ para el sistema en lazo abierto $G(s)P_n(s)$, y así asegurar RS. Es importante destacar que en la práctica no existe una función que asegure RS, pero en trabajos anteriores [17] y en control de regulación, se utiliza una restricción que tiene una respuesta ante un

³Debido al costo computacional que requiere obtener el *pzmap* de 78125 plantas, se obtuvo en cambio para 3^7 combinaciones.

escalón unitario con sobrepaso máximo del 20 %.

$$T(j\omega) \triangleq \left| \frac{L(j\omega)}{1 + L(j\omega)} \right| < 1.2 \quad \forall \omega \quad (3.9)$$

El diseño de estas restricciones son para lazos sencillos. Se escoge también una función de peso que limite la condición que asegura desempeño robusto ante las perturbaciones a la salida.

$$S(j\omega) \triangleq \left| \frac{1}{1 + L(j\omega)} \right| < W_d \quad \forall \omega \quad (3.10)$$

donde W_d se elige en función de las frecuencias de perturbación del HSM. En [28] se propone una función de peso que en trabajos anteriores se ha utilizado [25]. La misma filtra las frecuencias de las señales reales de las perturbaciones a bajas frecuencias.

$$W_d = \frac{0.02s^3 + 1.28s^2 + 14.96s + 48}{s^2 + 14.4s + 169} \quad (3.11)$$

La última condición es también para asegurar RP en presencia de perturbaciones, pero que afectan a la entrada. Esta cota debe cumplir con el rechazo de perturbaciones a la entrada.

$$S_I(j\omega) \triangleq \left| \frac{P(j\omega)}{1 + L(j\omega)} \right| < 0.01 \quad \forall \omega \quad (3.12)$$

3.3.2 PASO 2. MODELADO DE LA INCERTIDUMBRE PARAMÉTRICA

Básicamente, este paso consiste en representar la incertidumbre en la carta de Nichols mediante plantillas, que no son más que la respuesta para cada frecuencia de trabajo de un número finito de plantas mediante combinaciones de los valores de sus parámetros. Si bien, esta técnica no garantiza el peor caso, se eligió un número grande de plantas posibles (78125), a mayor número de plantas posibles en la carta de Nichols, se “aproximará” más a la plantilla original.

Las frecuencias de trabajo se eligieron tal que afecten de manera significativa las incertidumbres y las perturbaciones en el HSM, en el trabajo de Don Juan Ríos *et al.* [17] se seleccionaron 6, 31, 50, 62, 94 y 250 rad/seg. Para este diseño, se incluyó 43 rad/seg, pues se encontró que en esta frecuencia el HSM presenta incertidumbre. En la Figura 3.4 se muestra el modelado de las incertidumbres para el HSM. En el Apéndice A.2 está documentado el programa que se utilizó para obtener las plantillas. El software matemático que se empleó para diseñar el controlador fue la *QFT-Toolbox*, interfaz de MatLab®.

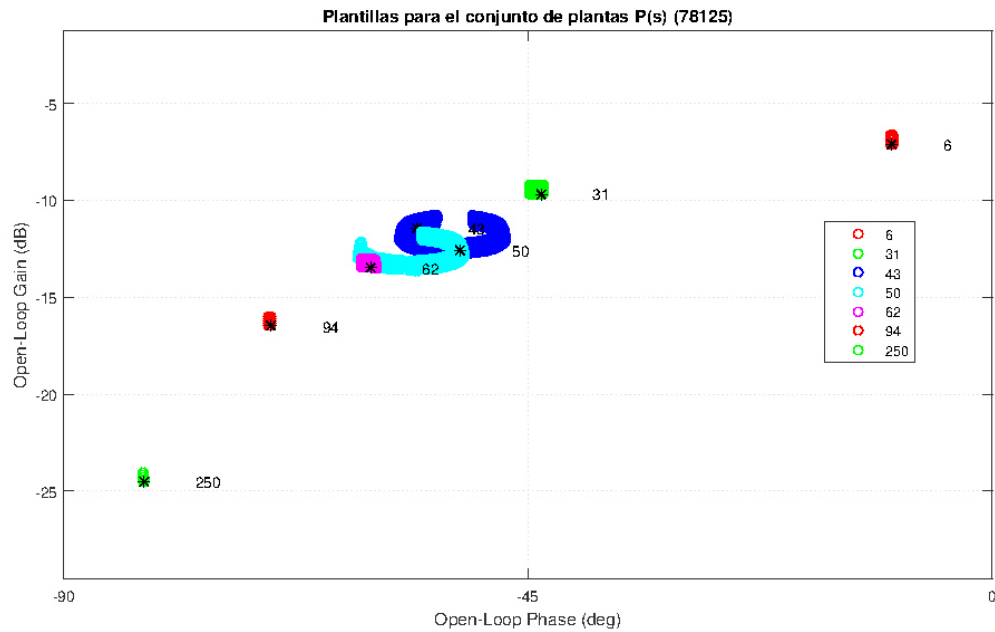


Figura 3.4: Plantillas para h_i (78125)

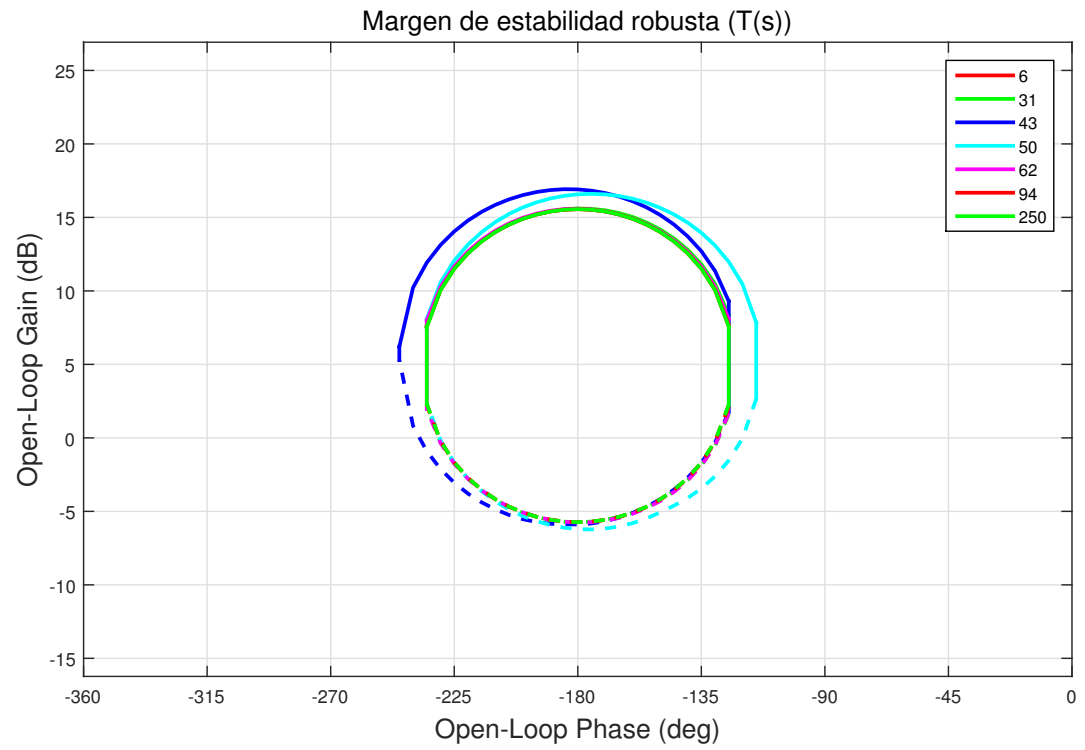
Las plantillas son representadas en la carta de Nichols a cada frecuencia de trabajo. Cada “*” negro representa la planta nominal para cada frecuencia, la cual a partir de las 78125 plantas se seleccionó al arbitrio. Las plantillas que presentan mayor incertidumbre son las que están modeladas en los 43 y 50 rad/seg. En la mayoría de

los casos, algunas plantas tienen mayor caída de ganancia que la planta nominal, esto anticipa limitaciones del sistema para cumplir RS y RP. $P_n(s)$ es como se muestra:

$$P_n(s) = \frac{14.99s^4 + 61.51s^3 + 3.355 \times 10^4 s^2 + 2.647 \times 10^4 s + 4919}{s^5 + 38.15s^4 + 2399s^3 + 7.65 \times 10^4 s^2 + 6.363 \times 10^4 s + 1.008 \times 10^4} \quad (3.13)$$

3.3.3 PASO 3. CÁLCULO DE LAS COTAS

Las condiciones (3.9), (3.10) y (3.12) de lazo cerrado se convierten en curvas en la carta de Nichols para cada frecuencia de interés, las mismas son para todas las posibles plantas. Para cada frecuencia y en cada condición, se elige una sola curva (el peor caso), estas formas se crean con desplazamientos verticales y horizontales de las plantillas, de manera que todas cumplan con las especificaciones de diseño. Los límites se forman mediante los círculos M [16], [27]. En las Figuras 3.5, 3.6 y 3.7 se presentan las cotas en el dominio de la frecuencia.

Figura 3.5: Condición para estabilidad robusta $T(s)$

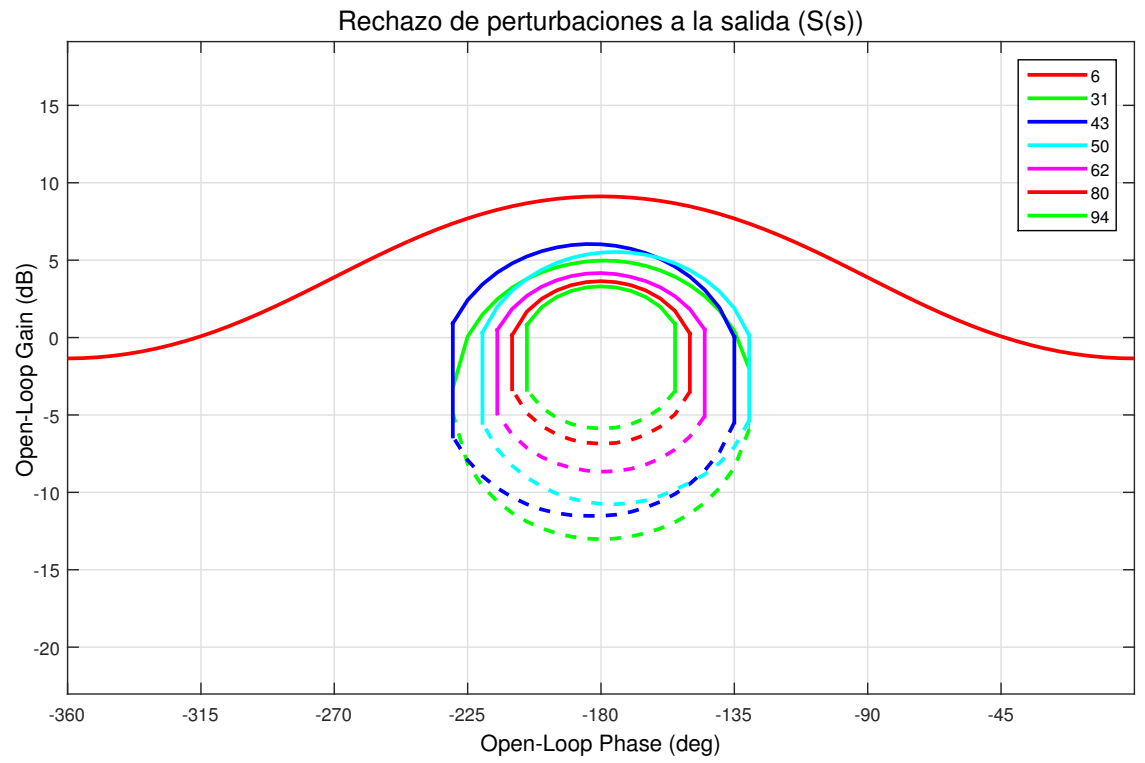


Figura 3.6: Condición para rechazo de perturbaciones a la salida $S(s)$

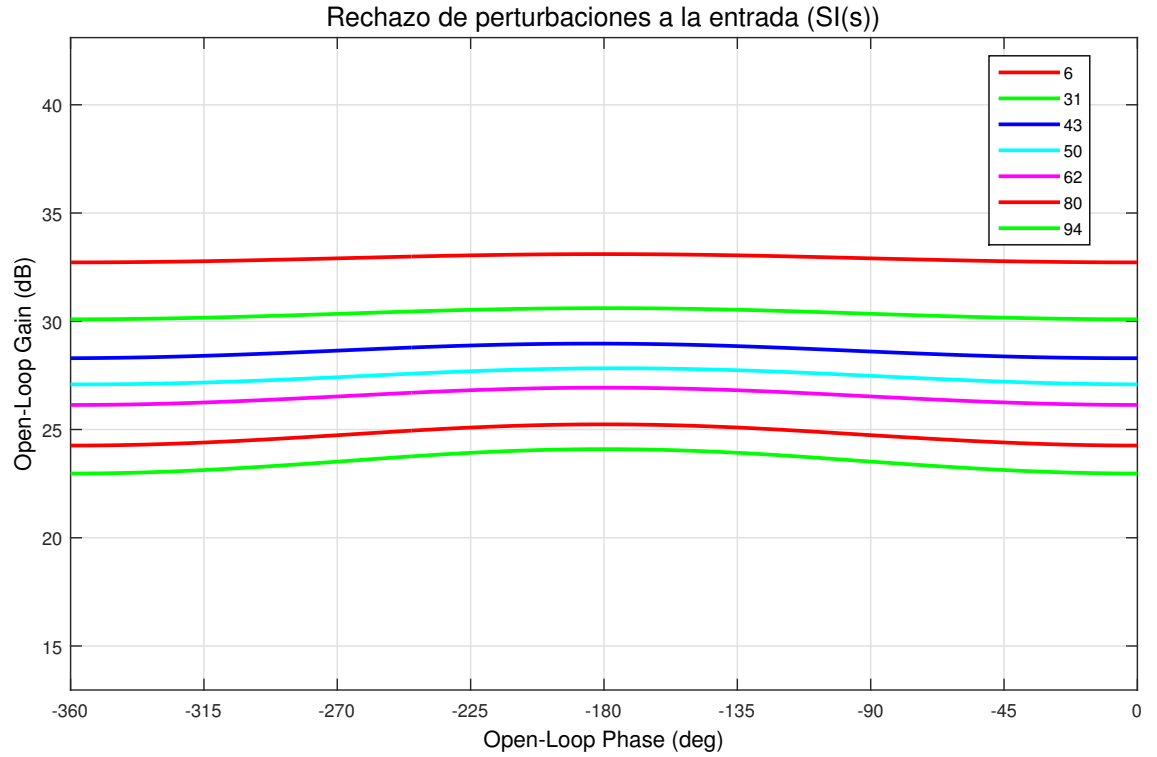


Figura 3.7: Condición para rechazo de perturbaciones a la entrada $S_I(s)$

Nótese que para las condiciones (3.10) y (3.12) utilizan las frecuencias de trabajo menores, ya que generalmente es donde existe mayor demanda de rechazo de perturbaciones [16]. Las curvas que presentan problemas para RS y RP son aquellas que se encuentran en las frecuencias de 43 y 50 rad/seg. En la Figura 3.8 se incluyen todas las cotas.

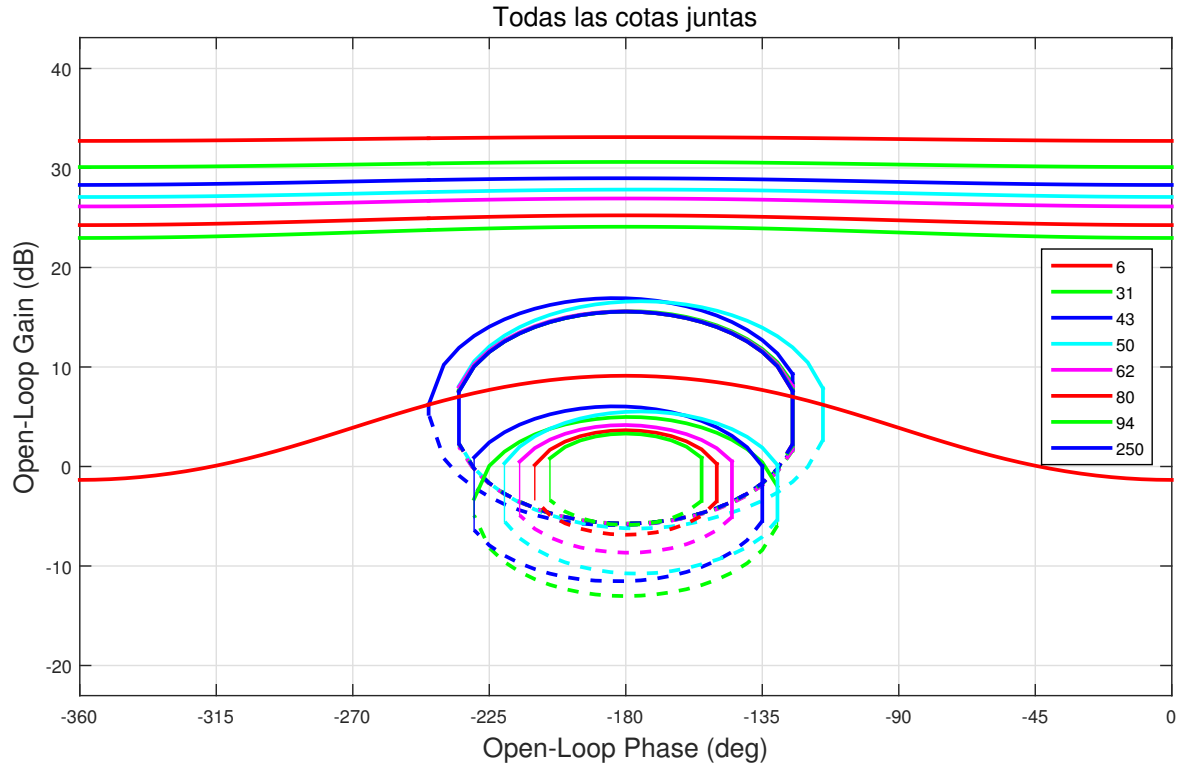


Figura 3.8: Total de cotas

Ahora se derivarán los límites globales en lazo abierto para h_i , estos no son más que los límites más restrictivos a cada frecuencia (el peor caso), que aseguran RS y RP a cada frecuencia de trabajo (ver Figura 3.9).

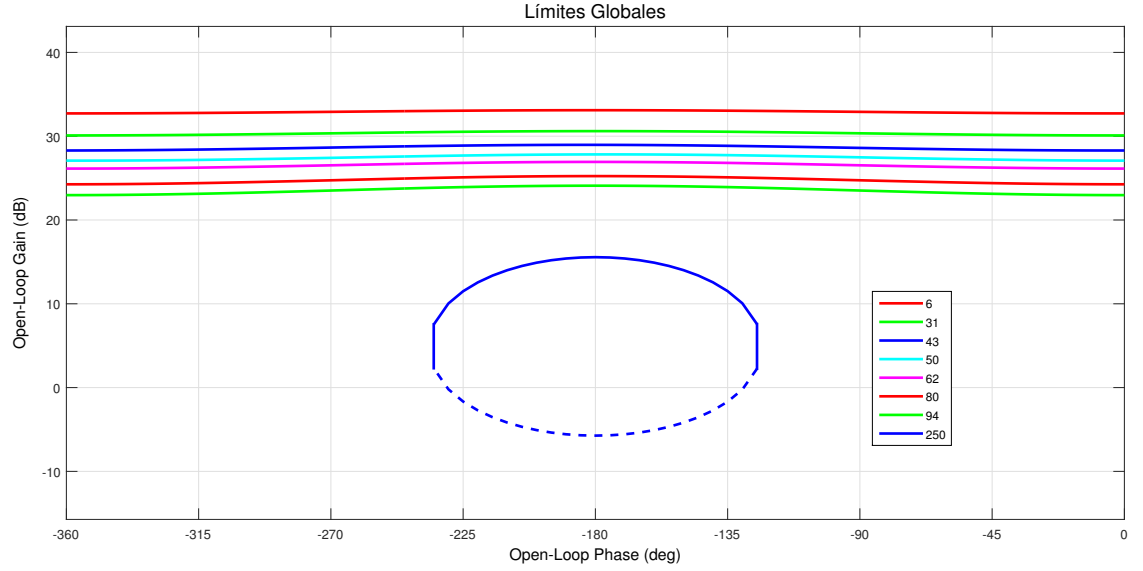


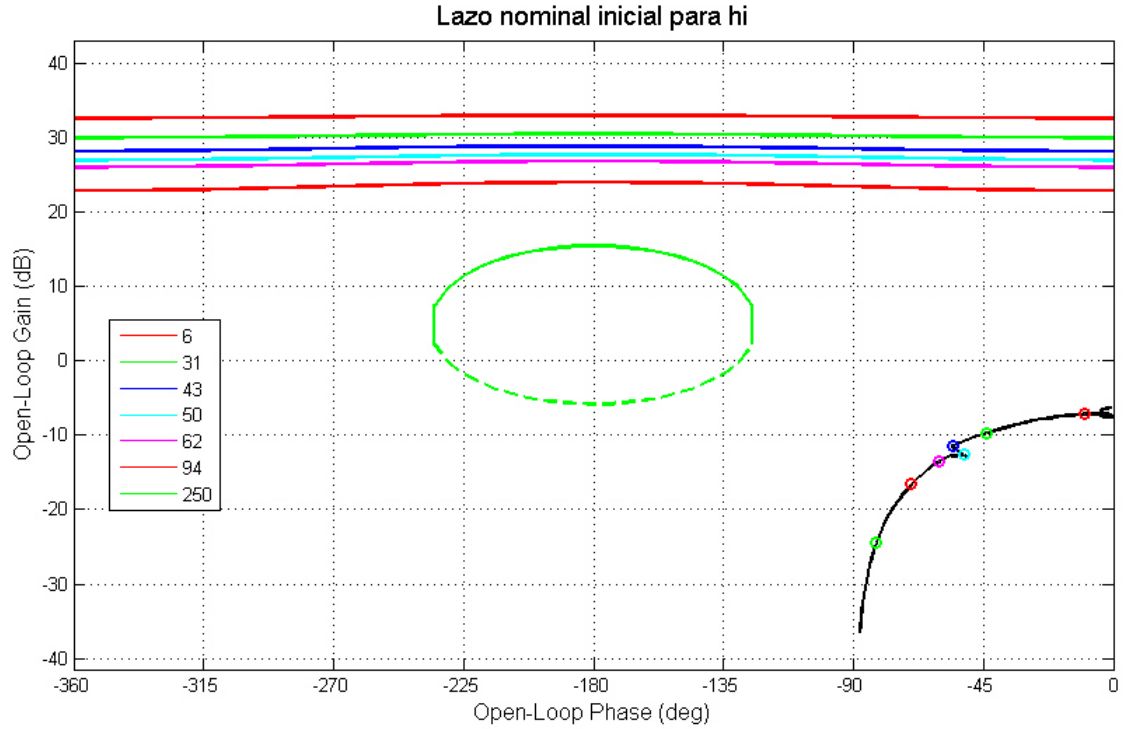
Figura 3.9: Límites globales para h_i

La Figura 3.9 es la base para diseñar el lazo nominal $L_n(s)$, que se verá en el siguiente paso⁴.

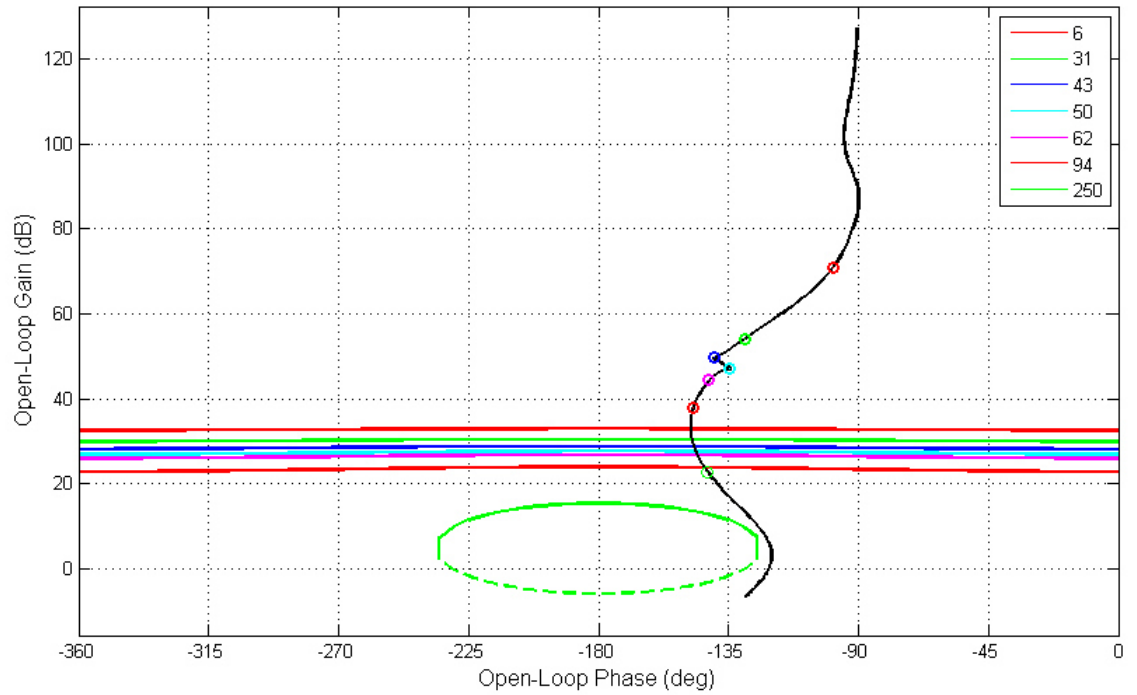
3.3.4 PASO 4. DISEÑO DEL LAZO NOMINAL $L_n(s)$

Las cotas se superponen en la carta de Nichols y se procede con el diseño del lazo nominal $L_n(s) \triangleq G(s)P_n(s)$, empezando con un control inicial $G_0 = 1$, como se muestra en la Figura 3.10.

⁴En el Apéndice A.3 puede encontrarse la documentación relacionada para la derivación de las bounds y la sesión de loop-shaping.

Figura 3.10: Lazo inicial $L_0(s)$

Para lograr un lazo nominal tal que cumpla con las especificaciones de diseño a cada frecuencia, se van agregando polos y ceros (ya sean reales o complejos) para aumentar o disminuir fase y ganancia, dependiendo de lo que se requiera. Cabe aclarar que un detalle sumamente importante durante la conformación del lazo es el no rodear el punto crítico en la carta de Nichols (0 dB , -180°), pues sólo se conseguiría un control inestable. El lazo debe encontrarse por arriba de las curvas a frecuencias pequeñas y fuera de las curvas a frecuencias altas para asegurar una caída de ganancia. La experiencia del diseñador entra en juego para lograr un buen desempeño del controlador. En la Figura 3.11 se presenta el diseño final del lazo $L_n(s)$ para h_i .

Figura 3.11: Lazo nominal $L_n(s)$

3.3.5 PASO 5. OBTENCIÓN DEL CONTROL $G(s)$

A partir de la expresión $L_n(s) = G(s)P_n(s)$, se obtiene el control que se requiere para el lazo de espesor. En la interfaz de QFT-Toolbox de MatLab[®] es posible visualizar la forma que va obteniendo $G(s)$. El controlador es como se muestra:

$$G_{hi}(s) = \frac{1.4721 \times 10^{11}(s + 385.4)(s + 2.831 \times 10^4)}{s(s + 4415)(s^2 + 1.337 \times 10^5 s + 7.577 \times 10^9)} \quad (3.14)$$

Obsérvese que $P_n(s)$ (ver (3.13)) tiene una ganancia baja, por ello el control tiene una ganancia alta.

3.3.6 PASO 6. VALIDACIÓN DEL CONTROLADOR

En el paso final se comprueba si el control cumple con las condiciones impuestas en lazo cerrado para h_i dentro de un espectro grande de frecuencia. En dado caso que no se cumpla alguna condición, en [28] se propone aumentar la ganancia durante la sesión de “loop shaping”. El mismo autor también sugiere usar un conjunto de plantillas más denso para la evaluación del control que el que se utiliza a lo largo del análisis, por lo que se generaron 3^7 combinaciones posibles. Las Figuras 3.12, 3.13 y 3.14 muestran la evaluación del control en el dominio de la frecuencia (ver Apéndice A.4 para más información).

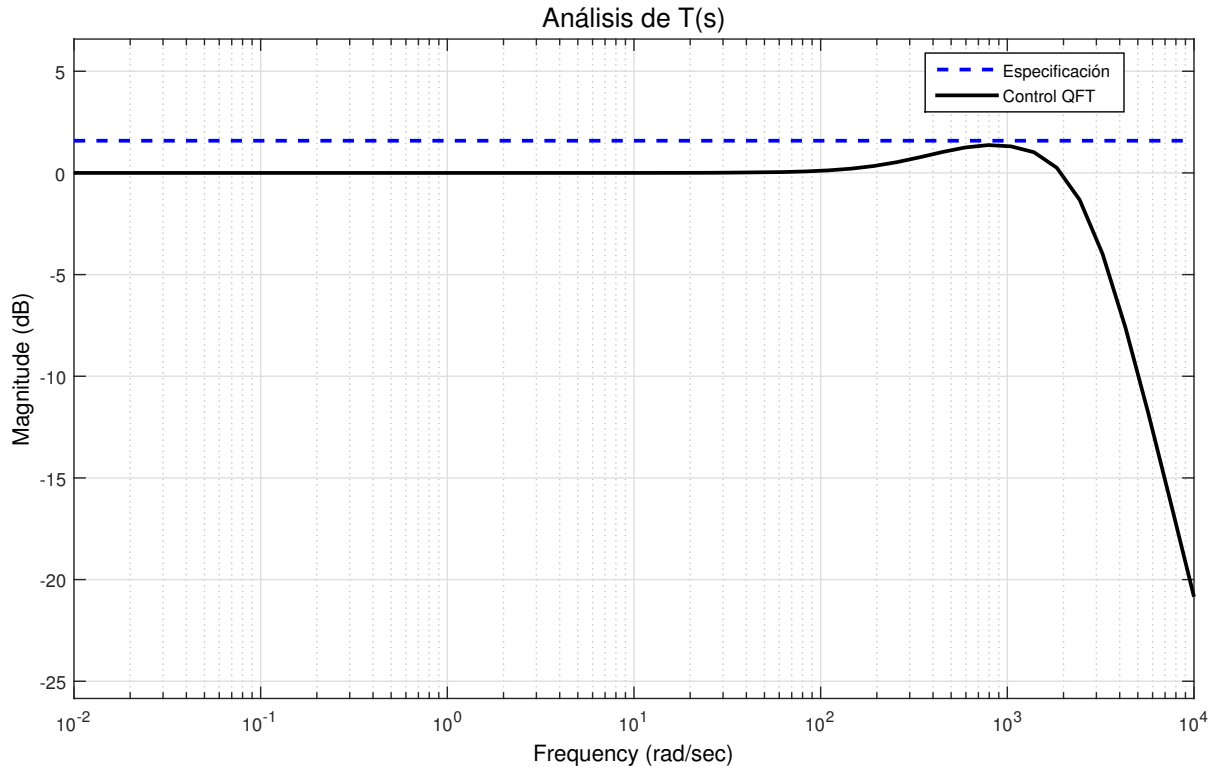


Figura 3.12: Análisis de $T(s)$ para $G_{h_i}(s)$

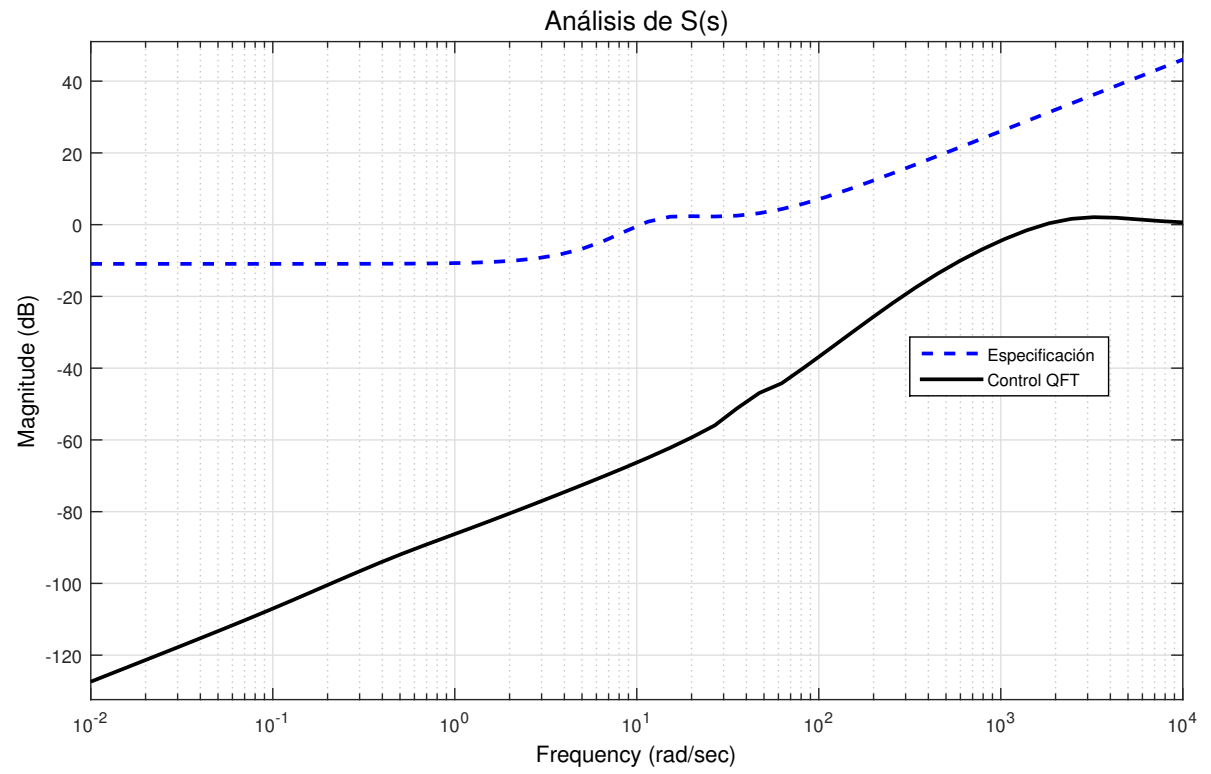


Figura 3.13: Análisis de $S(s)$ para $G_{h_i}(s)$

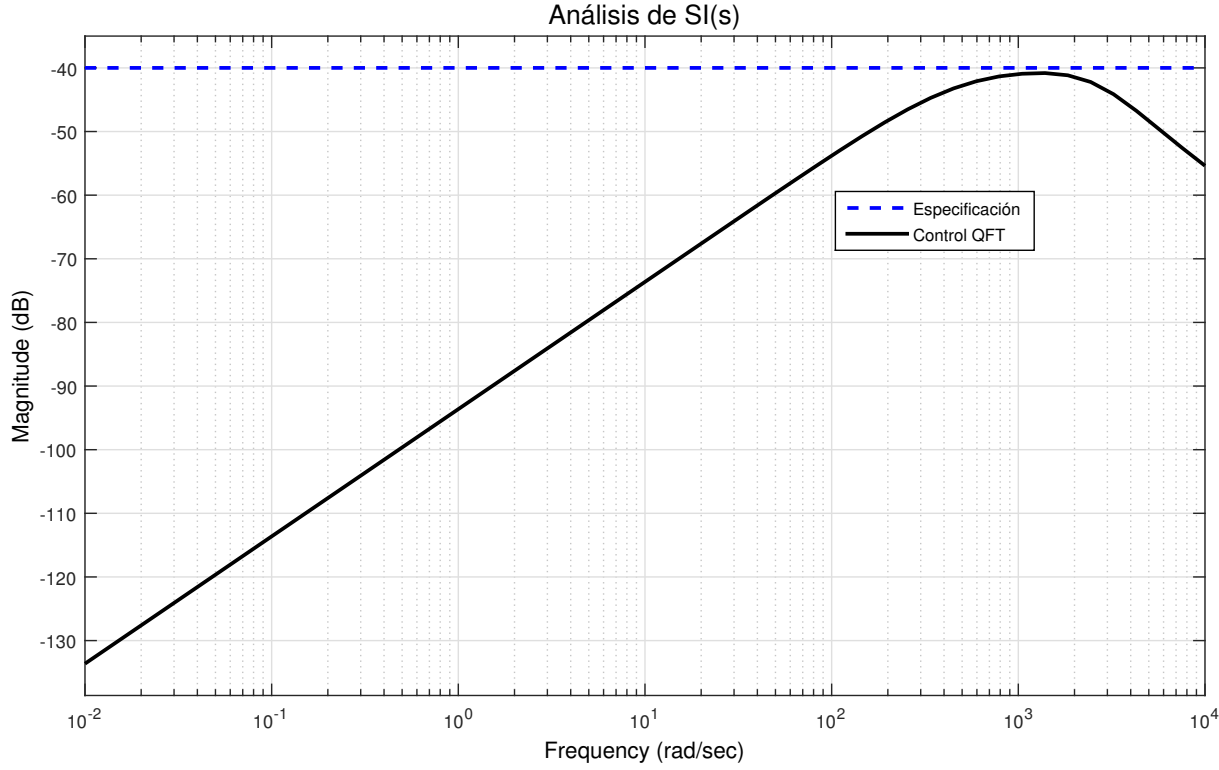
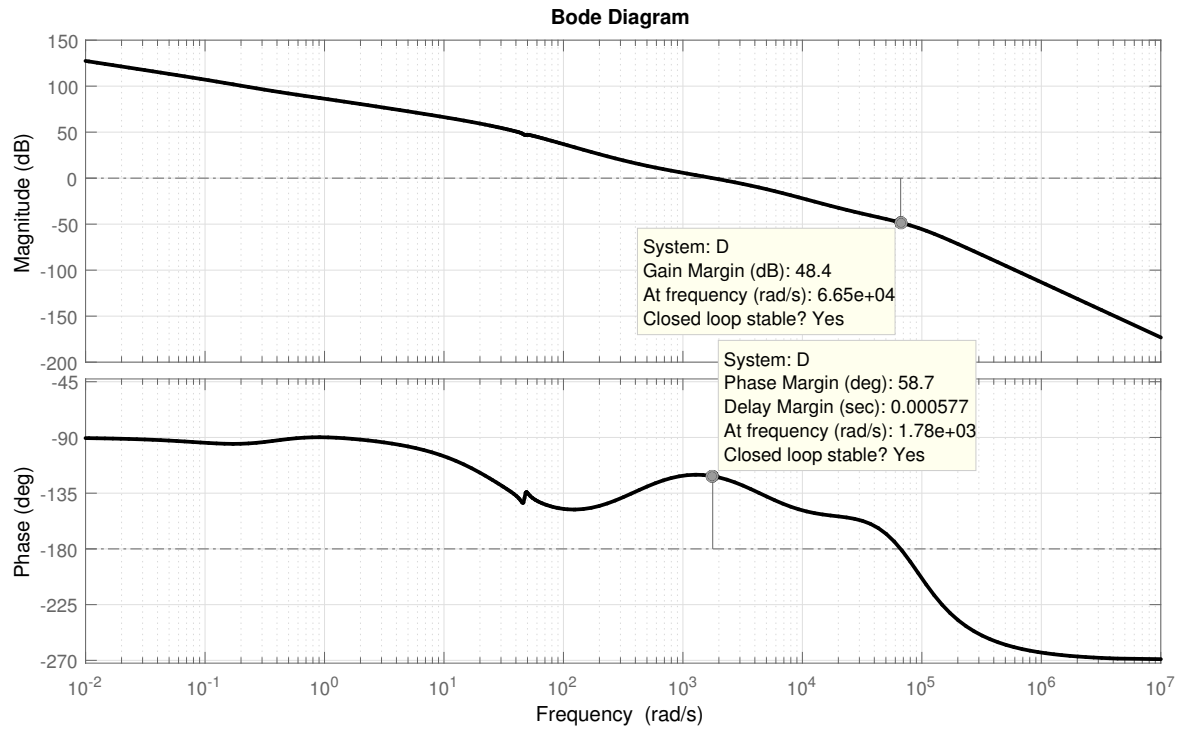


Figura 3.14: Análisis de $S_I(s)$ para $G_{h_i}(s)$

En general, las tres condiciones (3.9), (3.10) y (3.12) cumplen para todo el espectro de la frecuencia. Sin embargo es importante notar algunos detalles; en el caso de $T(s)$ la condición esta cerca del límite entre los 500 y 800 rad/seg. Para $S_I(s)$, entre los 800 y los 1100 rad/seg la condición está cerca del límite, más no transgrede el mismo.

También se muestra la respuesta en la frecuencia del lazo nominal en lazo abierto $L_n(s) = G(s)P_n(s)$ en un diagrama de Bode, que se presenta en la Figura 3.15.

Figura 3.15: Diagrama de Bode de $L_n(s)$ para h_i

El MG es positivo (48.4 dB) y el MF también es positivo (58.7°), por lo tanto, el sistema nominal en lazo cerrado es estable.

3.4 RESUMEN DEL CAPÍTULO

Se explicó sobre las ideas fundamentales que conforman la técnica de control QFT. Se explicó paso por paso el diseño de un controlador que asegure RS y RP para el lazo sencillo de h_i . Las frecuencias en las que el sistema presenta problema es alrededor de los 43 y 50 rad/seg. Este algoritmo demostró cumplir con las especificaciones de diseño para control y desempeño robusto.

CAPÍTULO 4

ANÁLISIS SISO Y MIMO (2×2) DEL HSM EN EL DOMINIO DEL TIEMPO

Ha llegado el momento de evaluar la respuesta en el dominio del tiempo del sistema en lazo cerrado, usando el control QFT bajo cuatro diferentes escenarios y realizando simultáneamente una comparación con el controlador PI. Los casos son como se enumeran a continuación:

1. Caso nominal. Sin considerar incertidumbre paramétrica ni perturbaciones.

En este mismo escenario se hará la prueba de desacoplamiento entre lazos para cuando se vea el análisis del sistema 2×2 y 3×3 .

2. Con incertidumbre paramétrica. Con el fin de obtener un mayor número de combinaciones, se hace que los parámetros varíen aleatoriamente cada 2 segundos, aunque estos se consideran para el diseño invariantes en el tiempo.
3. Con perturbaciones. Para todas las simulaciones, se toman en cuenta solamente la señal de tensión en el castillo anterior σ_{i-1} y la tensión en el castillo siguiente σ_{i+1} como señales reales extraídas del HSM. La frecuencia de las señales senoidales del espesor inicial H_i y la velocidad de rolado V_{ri+1} tomará un valor aleatorio dentro de una ventana que va de 0 Hz-7 Hz. Las señales del HSM son significativamente periódicas, ya que la frecuencia fundamental depende

de la velocidad de los rodillos. Se llevo a cabo el análisis de Fourier en algunas señales (tomadas de σ_{i-1} a σ_{i+1}), concluyendo que la amplitud de las armónicas superiores a 7 Hz son más significativas, es por ello que se eligió dicho rango.

4. Con incertidumbre paramétrica y perturbaciones. Los parámetros varían cada 2 segundos aleatoriamente y la frecuencia de las señales de perturbaciones antes mencionadas varían entre 0 Hz-7 Hz.

Otro factor a tomar en cuenta antes de hacer la evaluación, tanto para el sistema 1×1 , 2×2 y 3×3 , las entradas de referencia correspondientes son suministradas con un escalón igual al valor nominal y las salidas son normalizadas, con el único objetivo de comparar magnitudes adimensionales. Las simulaciones se llevaron a cabo en Simulink[®]. Para los Casos 3 y 4 se corrieron 200 simulaciones y se eligió el caso más significativo (es decir, el peor caso). Para la prueba de desacoplamiento en los sistemas MIMO, se aplicó un escalón igual al valor nominal a la entrada de referencia, mientras que la otra permanece en cero.

Es necesario aclarar, que como se mencionó en el Capítulo 2, el modelo matemático del HSM es de naturaleza MIMO 4×4 , de manera que también se hará un análisis en el dominio del tiempo para el sistema MIMO 2×2 , considerando los lazos de espesor y tensión ($h_i - \sigma_i$), así como espesor y posición angular ($h_i - \theta_i$). En el siguiente capítulo se realizará el análisis para el sistema MIMO 3×3 en conjunción con los tres lazos para los que se ha trabajado. En [17] se han diseñado controladores QFT para la posición y tensión respectivamente, suponiendo sistema SISO.

4.1 CONTROL PROPORCIONAL-INTEGRAL (PI)

El controlador PI, como se mencionó en capítulos anteriores, es el controlador utilizado actualmente en planta. A continuación se hará un breve repaso sobre los efectos que ejercen las acciones proporcional e integral en el comportamiento del

sistema, se mostrará la principal ecuación que lo caracteriza, así como las ganancias diseñadas para el HSM.

4.1.1 ACCIÓN PROPORCIONAL

La relación entre la salida del controlador $u(t)$ y la señal del error $e(t)$ para un controlador proporcional está dada por:

$$u(t) = K_p e(t) \quad (4.1)$$

Aplicando la transformada de Laplace

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \quad (4.2)$$

Donde se tiene que K_p es la ganancia proporcional que el diseñador puede ajustar, según las necesidades del sistema. No obstante, la ecuación (4.2) carece de integrador, por lo que su respuesta en el dominio del tiempo ante una entrada escalón ocasionaría un error en estado estacionario o un desplazamiento (offset), esto es posible suprimirlo gracias a la acción integral [27].

4.1.2 ACCIÓN INTEGRAL

La acción integral es una función de atraso, pero podrá eliminar la señal de error estacionario. En cuanto a su ecuación, si se considera una tasa de cambio en

la señal del controlador con respecto al tiempo.

$$\frac{du(t)}{dt} = K_i e(t) \quad (4.3)$$

En el control integral del sistema, la señal de control es en todo instante el área bajo la curva de la señal de error, por lo que si se integra en el tiempo [27].

$$u(t) = K_i \int_0^t e(t) dt \quad (4.4)$$

K_i es una ganancia ajustable, la ecuación 4.4 se transforma en el dominio de s .

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_i}{s} \quad (4.5)$$

Véase la presencia del integrador en la anterior expresión

4.1.3 ACCIÓN DE CONTROL PROPORCIONAL-INTEGRAL

Un controlador con acción proporcional e integral tiene la siguiente expresión:

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad (4.6)$$

Transformando a Laplace

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right) \quad (4.7)$$

T_i se le conoce como *tiempo integral*, y al igual que K_p , pueden ajustarse. Entre menor sea el tiempo de integración y mayor la ganancia proporcional, la respuesta en el tiempo tendrá un tiempo de estabilización menor y habrá menos oscilaciones durante el transitorio. Para ejemplificar lo anterior, se supone un integrador al que se le implementa un controlador PI en lazo cerrado, su respuesta se observa en la Figura 4.1.

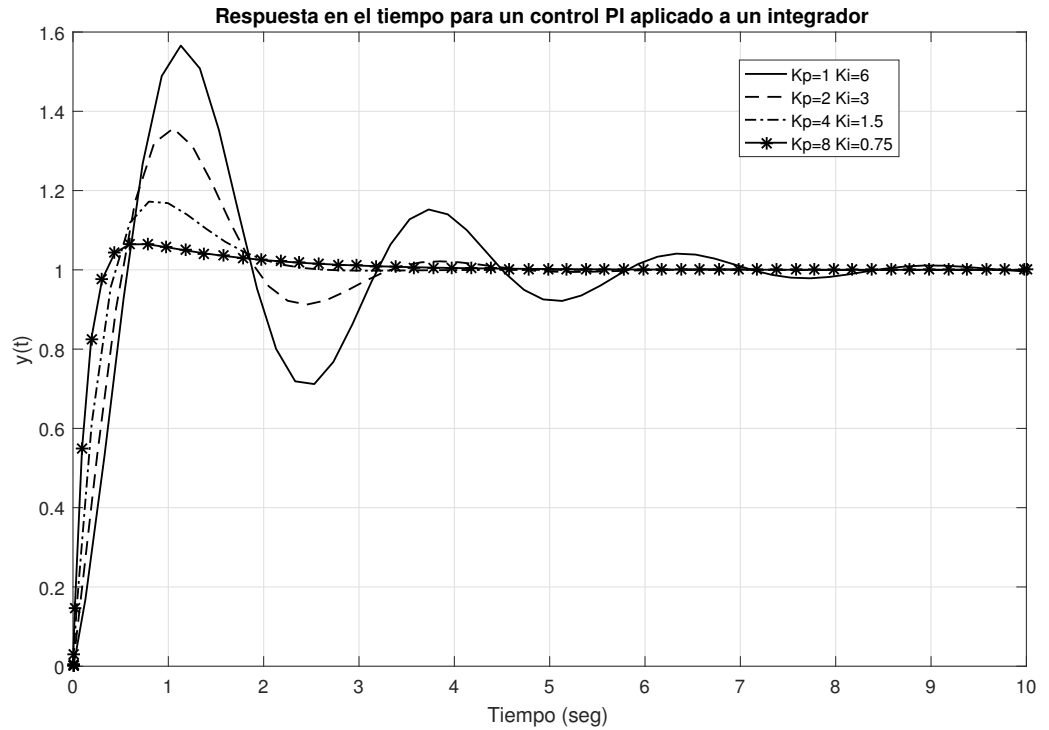


Figura 4.1: Respuesta en el tiempo de un integrador con control PI

Teniendo en cuenta lo anterior, en la Tabla 4.1 se mostrarán las ganancias para cada control PI para los lazos de espesor, tensión y posición.

Ganancia	Espesor h_i	Tensión σ_i	Posición Angular θ_i
K_p	4	-125624604.590971	1
K_i	1.5	0.759944583346676	100

Tabla 4.1: Valores de las ganancias del PI para los diferentes lazos

Se realizó un análisis en el dominio de la frecuencia de la función de lazo abierto $G(s)P_n(s)$, donde $G(s)$ es el controlador PI y $P_n(s)$ es la planta nominal para el lazo h_i con la que se ha hecho el análisis en el Capítulo 3. En la Figura 4.2 se muestra el diagrama de Bode del sistema.

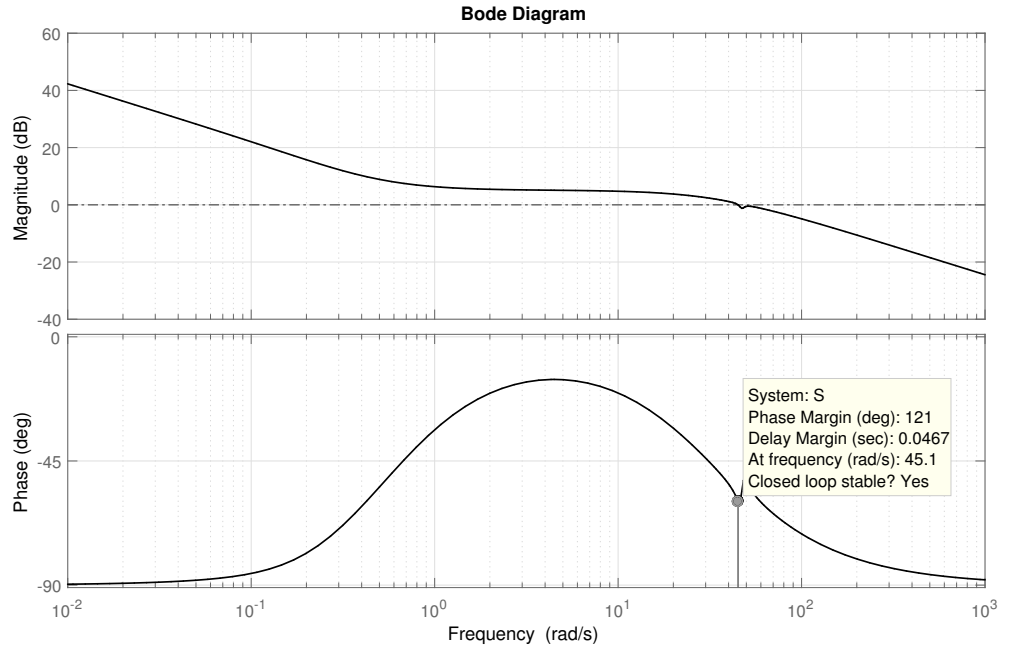
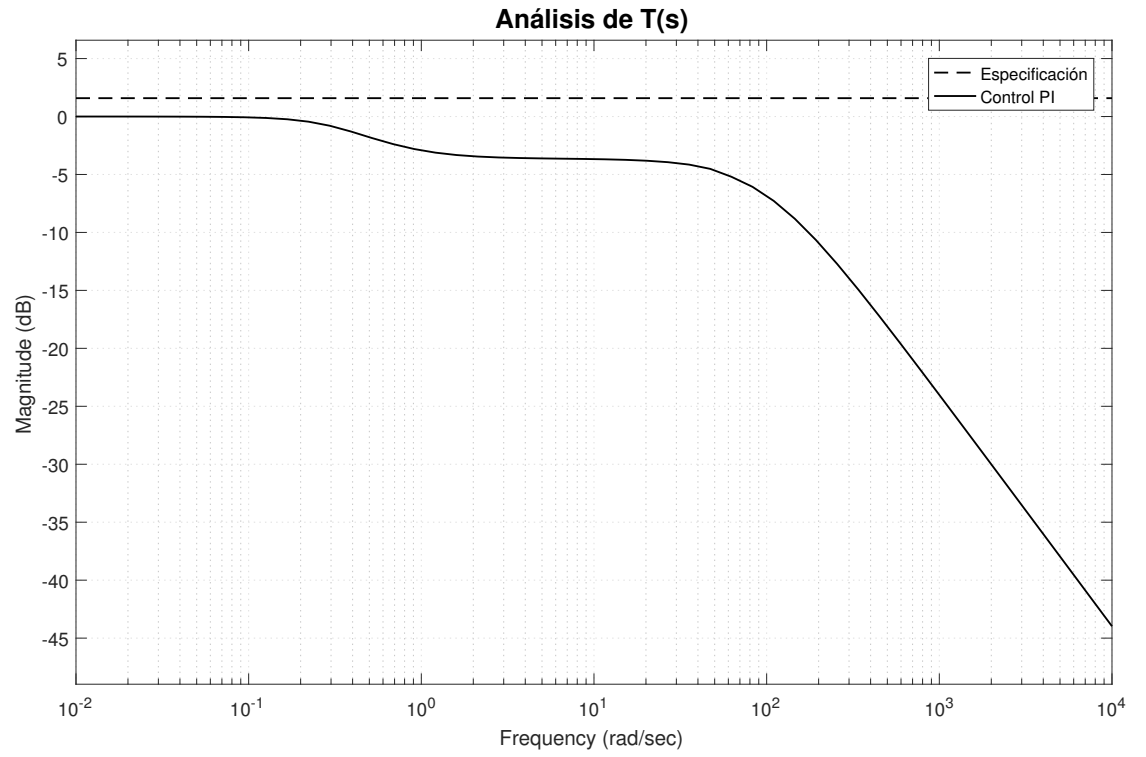
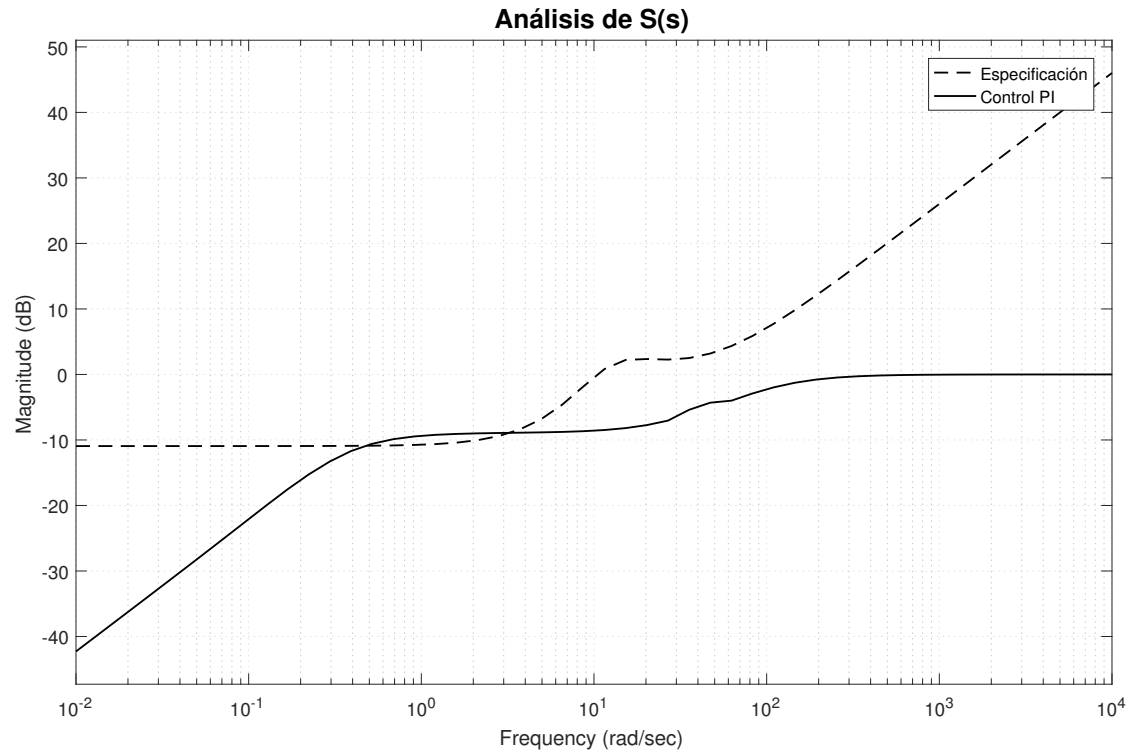


Figura 4.2: Diagrama de Bode para el sistema $G(s)P_n(s)$ con el controlador PI

Se puede observar que el MG es infinito, pues no existe ω_p que esté en -180° . El MF es 121, que es positivo, entonces el sistema es estable.

Al igual que con el controlador QFT, se hizo el estudio de cumplimiento de las tres especificaciones para el controlador PI, mostradas en las Figuras 4.3, 4.4 y 4.5.

Figura 4.3: Análisis de $T(s)$ para el controlador PI

Figura 4.4: Análisis de $S(s)$ para el controlador PI

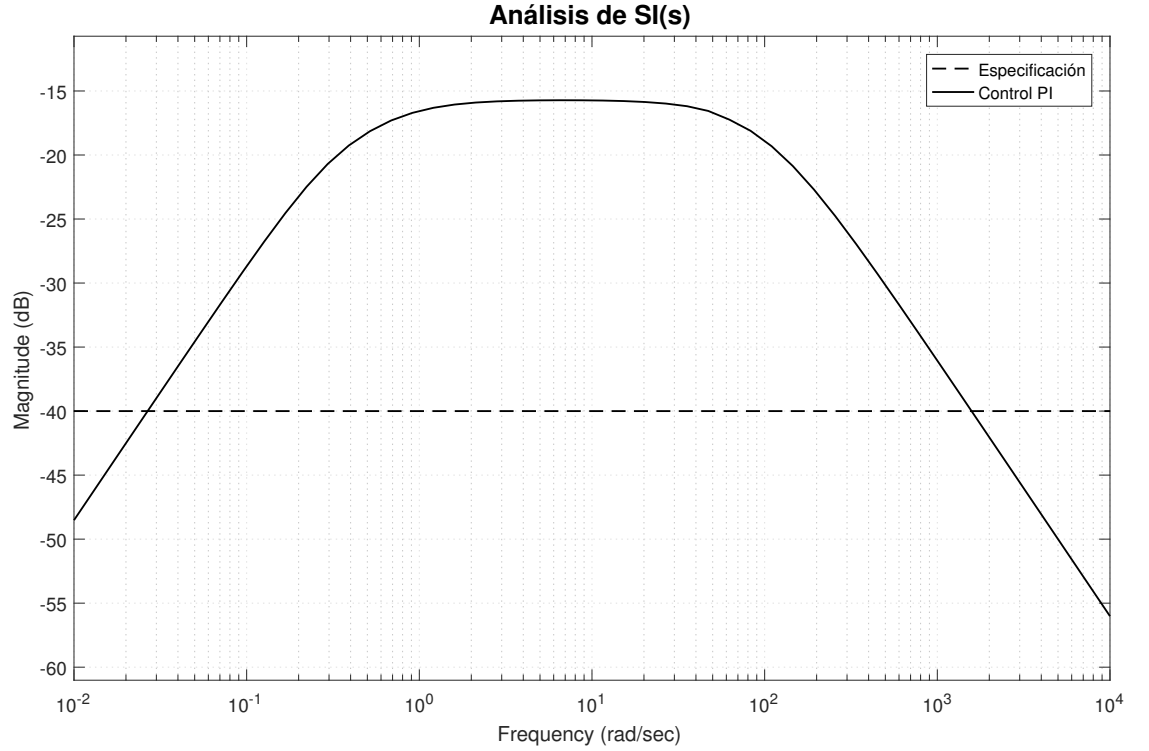


Figura 4.5: Análisis de $S_I(s)$ para el controlador PI

Puede verse como el control PI, es robustamente estable, pues cumple para toda frecuencia la condición $T(s)$; sin embargo, existen problemas con las condiciones $S_I(s)$ y $S(s)$. En la Figura 4.4 se observa como entre los 0.6 y 3 rad/seg la respuesta viola por completo la especificación (3.10). Para el caso de rechazo de perturbaciones a la entrada $S_I(s)$ es transgredido dentro de una ventana más grande que va de los 0.025 a los 1080 rad/seg. Estos incumplimientos se verán reflejados cuando se analice el comportamiento del PI en el dominio del tiempo.

4.2 PRUEBA DEL ALGORITMO DE CONTROL BAJO ESQUEMA SISO

4.2.1 CASO #1-NOMINAL

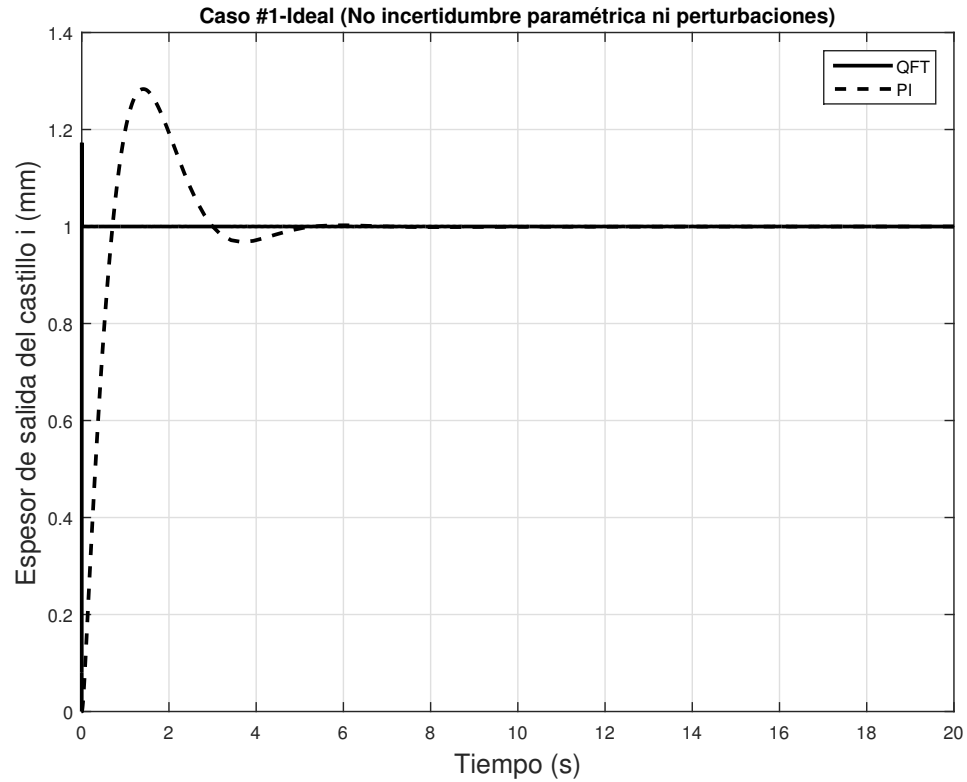


Figura 4.6: Caso #1-Nominal (h_i)

En la Figura 4.6 se ve como la respuesta ante el controlador QFT (línea continua) tiene un sobrepaso menor del 20 % que dura 0.0148 segundos, por lo que se le cataloga como aceptable, además que el tiempo de estabilización es menor que el que presenta la respuesta del PI (línea segmentada), que es de al menos 4.8 seg; el PI tiene un sobrepaso máximo del 27 %. El estado estacionario de ambos controladores es semejante.

4.2.2 CASO #2-INCERTIDUMBRE PARAMÉTRICA

Se realizaron 200 simulaciones en total, los resultados fueron semejantes en todas ellas, véase la Figura 4.7 ⁵.

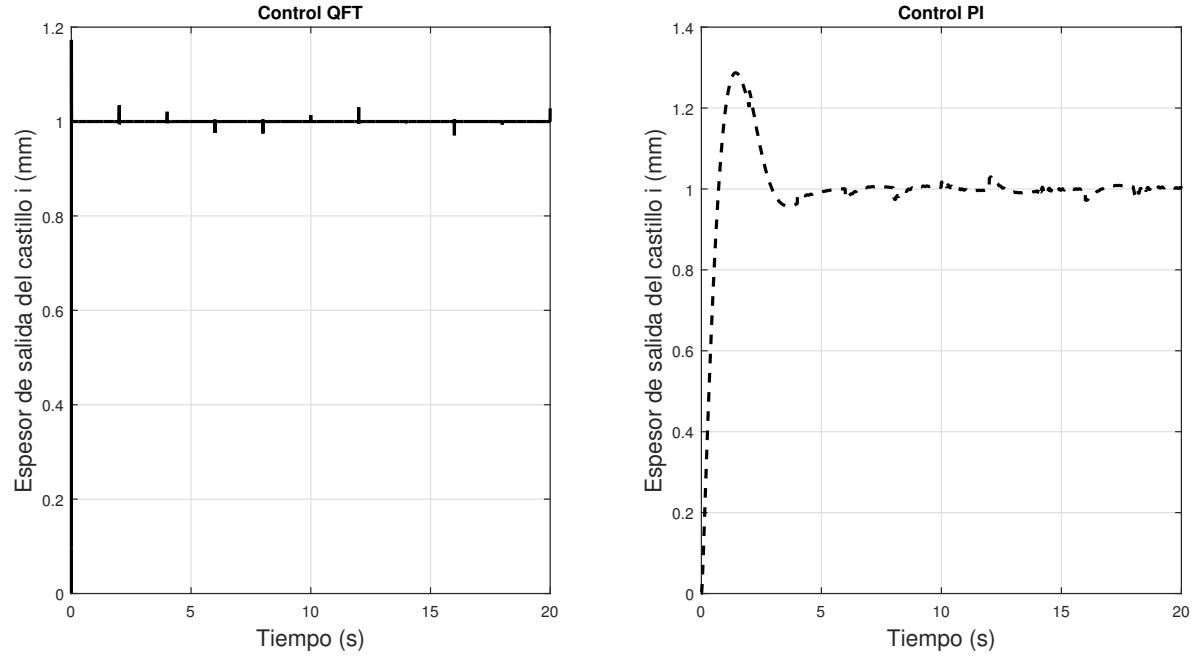


Figura 4.7: Caso #2-Incertidumbre Paramétrica (h_i)

El tiempo de estabilización del control QFT es de 0.014 seg, el sobrepaso máximo es del 18 %. En el caso del control PI, el tiempo de estabilización es de 4.8 seg y el sobrepaso máximo es de 25 %. Las oscilaciones de las incertidumbres con el control QFT son menores que las del PI, por lo que dicho controlador mejora los márgenes de estabilidad en presencia de incertidumbre paramétrica.

⁵Se optó por separar los resultados de la respuesta en el dominio del tiempo del QFT y el PI en una figura misma, ya que al juntarlas es difícil apreciar las oscilaciones de la incertidumbre.

4.2.3 CASO #3-PERTURBACIONES

De entre 200 simulaciones que se realizaron, se escogió la más significativa. En la Tabla 4.2 se muestra para cada concepto su frecuencia correspondiente, cuyos datos son única y exclusivamente los que resultaron de esta simulación.

Variable	Descripción	Unidades	Frecuencia
H_i	Espesor de entrada	mm	2.1514 Hz
V_{i+1}	Velocidad de rolado	mm/s	5.1779 Hz

Tabla 4.2: Perturbaciones y sus frecuencias del sistema 1×1 para la simulación #119

Para observar la respuesta en el tiempo del sistema al estar bajo el efecto de las perturbaciones, véase la Figura 4.8.

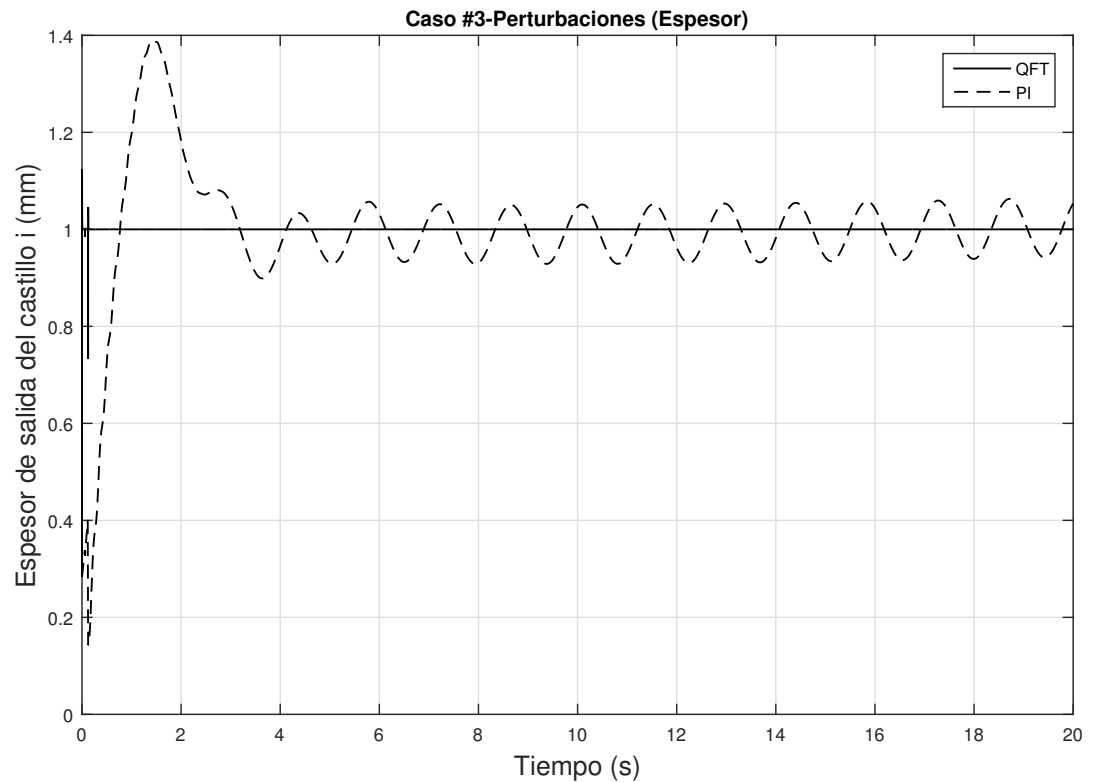


Figura 4.8: Caso #3-Perturbaciones (h_i) para la simulación #119

En “estado estacionario”(estacionario entre comillas, ya que en realidad la respuesta en el tiempo oscila alrededor del valor unitario), el control QFT es prácticamente insensible ante el efecto de las perturbaciones, mientras que el PI mantiene oscilaciones a altas frecuencias, con una amplitud pico a pico mayor.

4.2.4 CASO #4-INCERTIDUMBRE PARAMÉTRICA Y PERTURBACIONES

Se eligió la simulación más significativa dentro de las 200 que se hicieron. La Tabla 4.3 muestra la frecuencia de las perturbaciones. Véase la Figura 4.9.

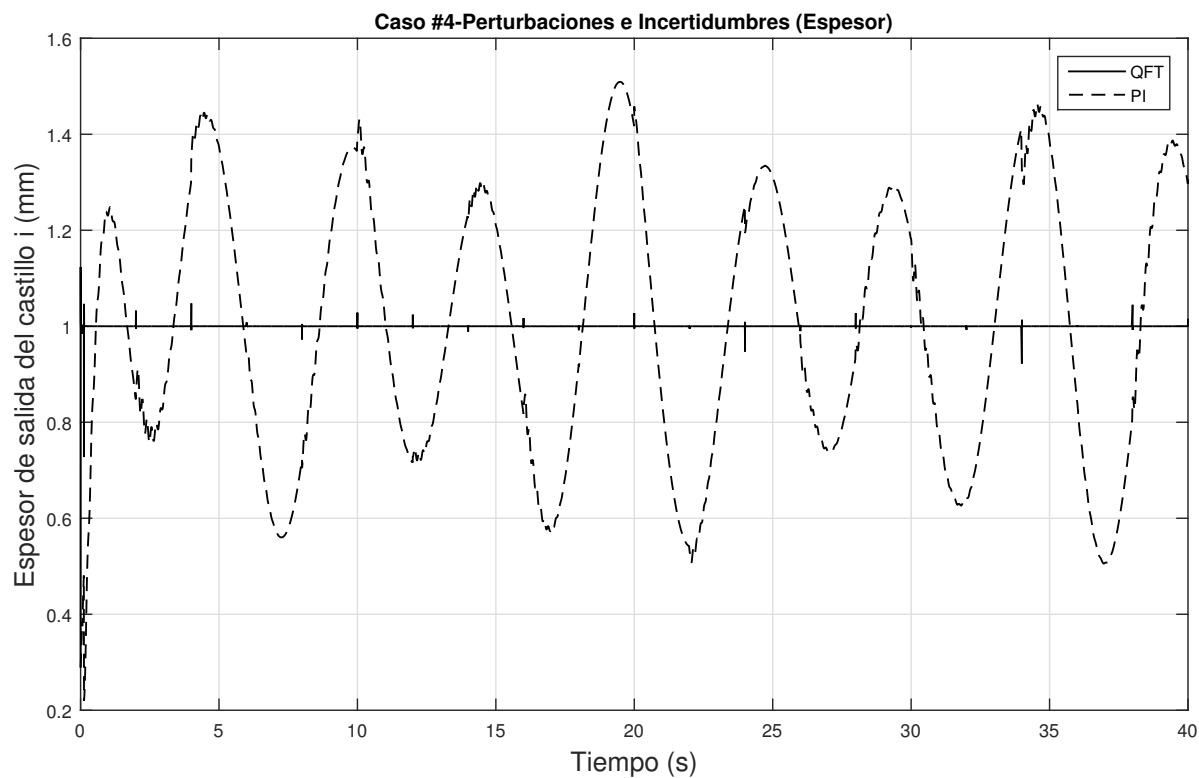


Figura 4.9: Caso #4-Incertidumbre paramétrica y perturbaciones para la simulación #31 (h_i)

Variable	Descripción	Unidades	Frecuencia
H_i	Espesor de entrada	mm	3.0079 Hz
V_{i+1}	Velocidad de rolado	mm/s	1.8085 Hz

Tabla 4.3: Perturbaciones y sus frecuencias del sistema 1×1 para la simulación #31

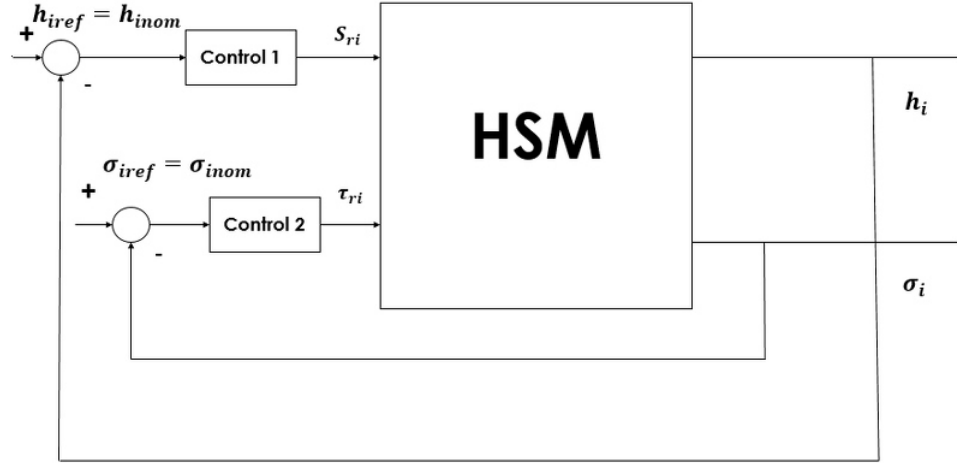
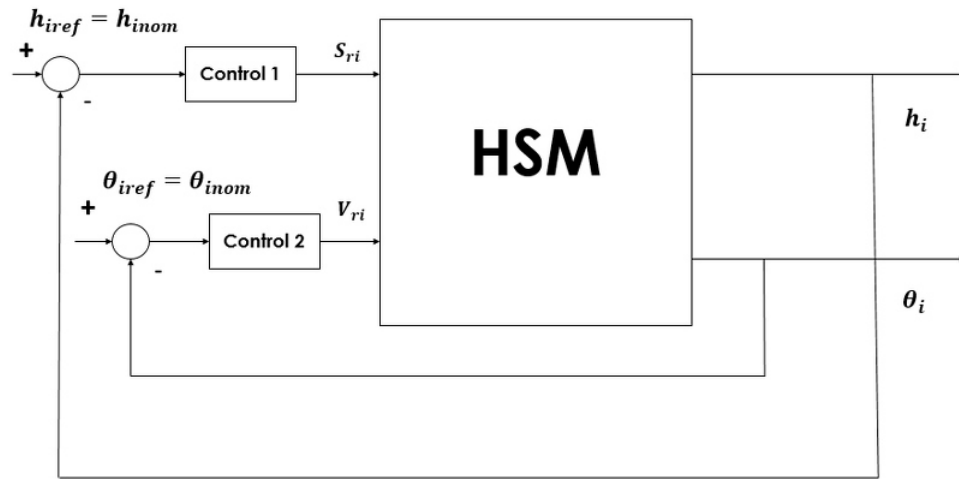
La amplitud pico a pico de la respuesta transitoria con perturbaciones para el control QFT es del 0.85 mm, mientras que la que presenta el PI es mayor (0.9 mm). Con respecto a la incertidumbre, el efecto de la perturbación en el PI es tan grande que es difícil notarlo; el QFT atenúa las incertidumbres, cuya amplitud pico a pico es de 0.05 mm.

4.3 PRUEBA DEL ALGORITMO DE CONTROL BAJO ESQUEMA MIMO

En [17] conformaron controladores QFT para σ_i y para θ_i , por lo que en conjunción con el controlador para h_i diseñado en esta tesis, se analizará el sistema por medio de control descentralizado para $h_i - \sigma_i$, tanto para $h_i - \theta_i$.

4.3.1 CONTROL DESCENTRALIZADO

Para realizar el análisis del sistema MIMO del HSM, se recurre a la técnica *Control descentralizado con elementos en la diagonal*, que se muestra en las Figuras 4.10 y 4.11.

Figura 4.10: Control Descentralizado MIMO ($h_i - \sigma_i$)Figura 4.11: Control Descentralizado MIMO ($h_i - \theta_i$)

Las entradas de referencia del sistema tienen una magnitud igual al valor nominal. Las entradas restantes permanecen como constantes. Cabe aclarar que una parte fundamental de esta evaluación es el análisis de acoplamiento entre las entradas, ya que como se mencionó anteriormente, los controladores son en su naturaleza, diseñadas para lazos sencillas. Para ello, una de las entradas de referencia quedará nula mientras que la otra estará inyectada con una señal escalón igual en magnitud al valor nominal y viceversa. Al igual que en la sección anterior, se plan-

tean cuatro escenarios posibles, realizando una comparativa entre el control QFT y el proporcional-integral como los que están instalados actualmente en planta (véase la Tabla 4.1).

4.3.2 SISTEMA MIMO ESPESOR-TENSIÓN (h_i - σ_i)

4.3.2.1 CASO #1-NOMINAL

Tomando como base la Figura 4.10, se obtiene la respuesta en el tiempo, que se muestra en la Figura 4.12.

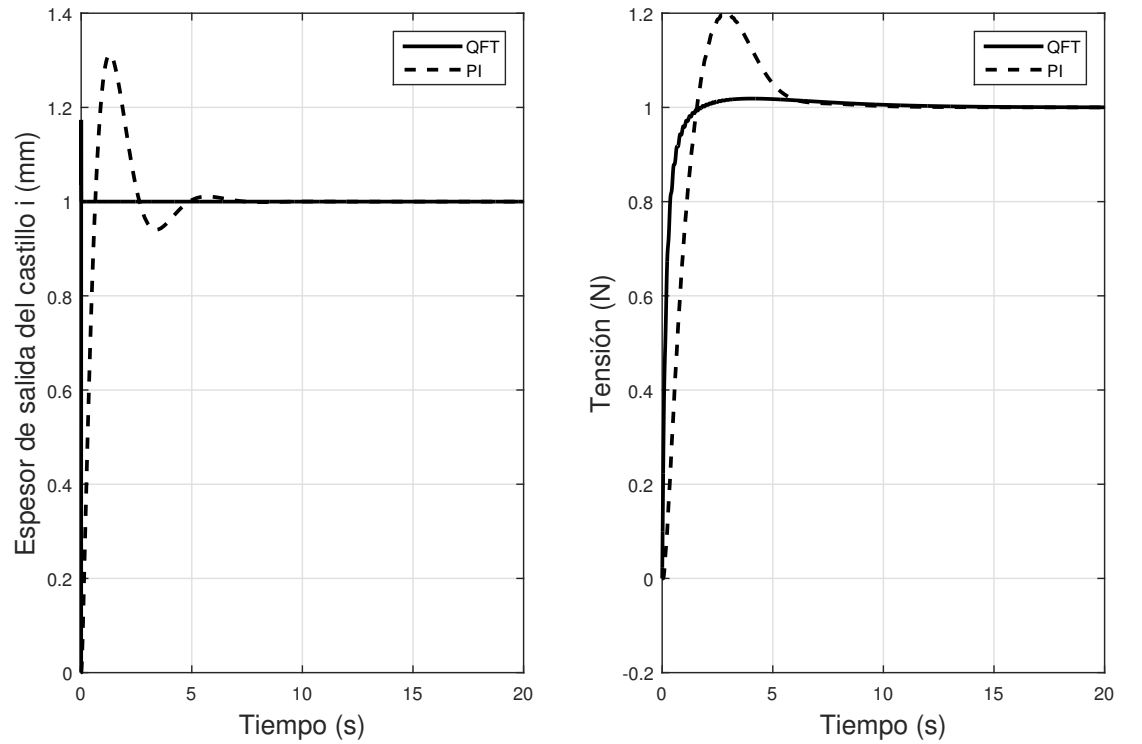


Figura 4.12: Caso #1-Nominal ($h_{i_{ref}} = h_{i_{nom}}$ $\sigma_{i_{ref}} = \sigma_{i_{nom}}$)

En el lazo de h_i , el control QFT tiene una respuesta similar a la que se presentó en la Figura 4.6, el sobrepaso en cambio en el PI aumentó (30 %). Para σ_i , el tiempo de estabilización para ambos controladores es semejante, pero el PI tiene un sobrepaso del 20 %, mientras que el QFT no tiene sobrepaso.

Lo siguiente es realizar una prueba de desacoplamiento, $\sigma_{i_{ref}}$ toma su valor nominal, mientras que el lazo de espesor permanece en cero. Véase la Figura 4.13.

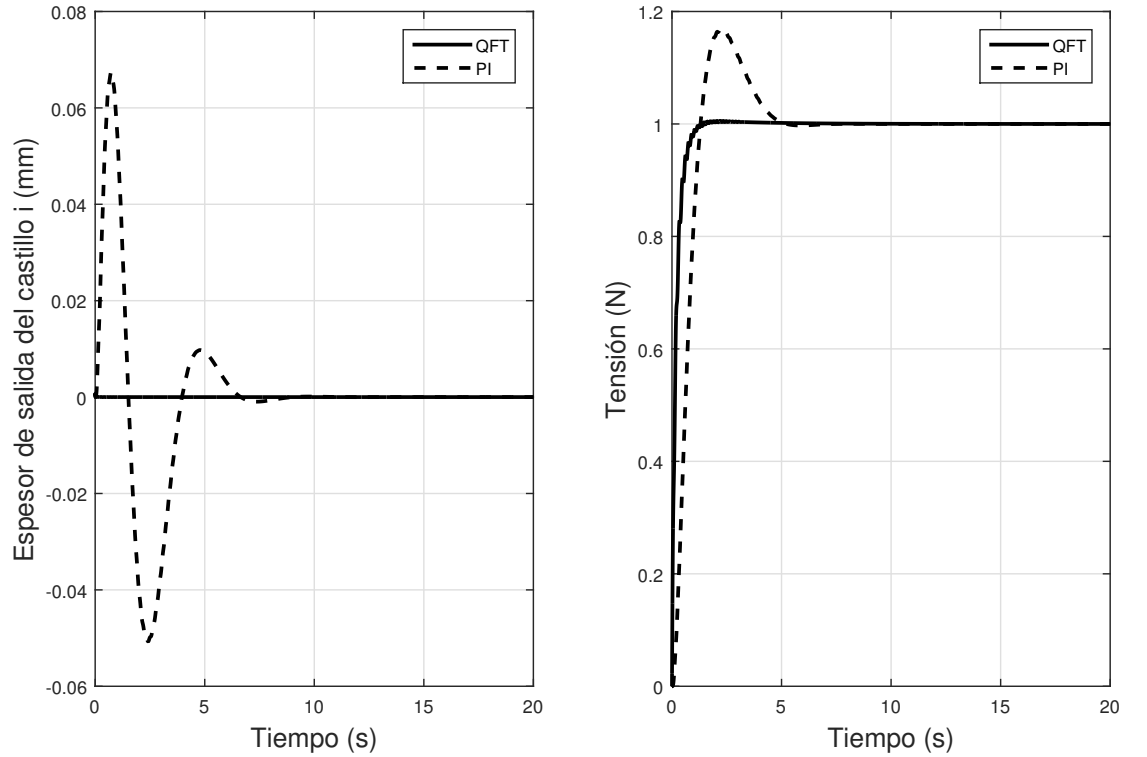


Figura 4.13: Caso #1-Nominal ($h_{i_{ref}} = 0$ $\sigma_{i_{ref}} = \sigma_{i_{nom}}$)

El control PI en el lazo de espesor tiene un nivel de desacoplamiento máximo del 6.7 %, pero el nivel para el control QFT es casi nulo, estos porcentajes se consideran aceptables.

En [17] se establece que un nivel de desacoplamiento aceptable sea menor o

igual al 10 %; sin embargo, el control QFT es mejor (0.07 %), además de tener menor tiempo de estabilización que el PI. En estado estacionario los dos algoritmos tienen buen desacoplamiento.

Para finalizar, a $h_{i_{ref}}$ se le aplica un escalón igual al valor nominal y $\sigma_{i_{ref}}$ permanece nula, véase la respuesta en la Figura 4.14.

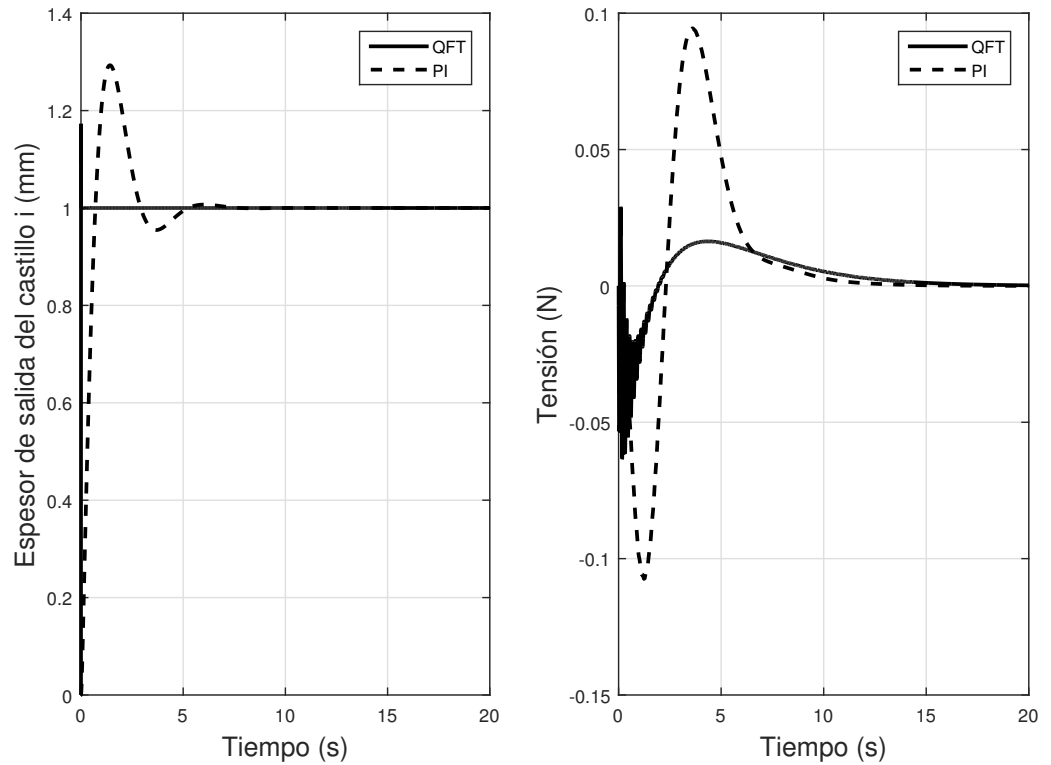
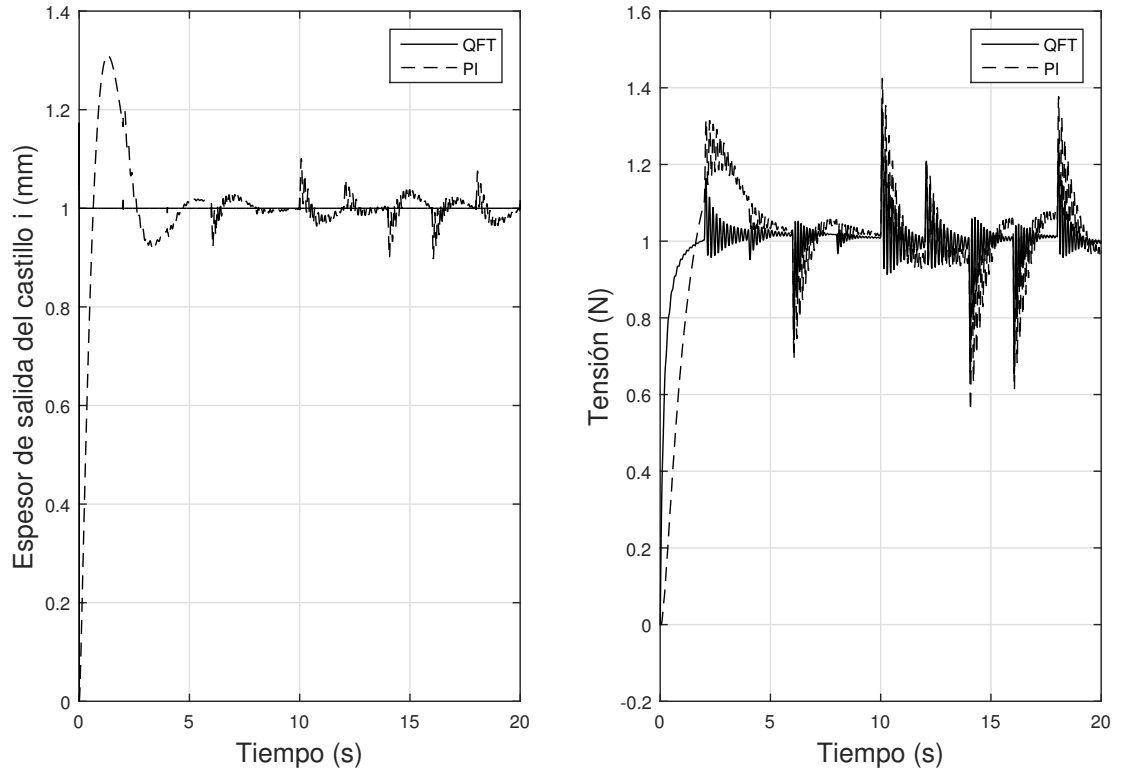


Figura 4.14: Caso #1-Nominal ($h_{i_{ref}} = h_{i_{nom}}$ $\sigma_{i_{ref}} = 0$)

El control QFT del lazo de tensión presenta oscilaciones a altas frecuencias al inicio, pero su nivel de desacoplamiento es del 6.4 %, que es aceptable. El PI tiene 12 % de desacoplamiento, que es ligeramente por encima del valor aceptable; el tiempo de estabilización para ambos controladores son semejantes. En estado estacionario también ambos controles tienen buen nivel de desacoplamiento.

4.3.2.2 CASO #2-INCERTIDUMBRE PARAMÉTRICA

Figura 4.15: Caso #2-Incertidumbre Paramétrica (h_i - σ_i)

En la Figura 4.15 se nota como la respuesta con el control PI de h_i ha cambiado significativamente en comparación de lo que se observa en la Figura 4.7, la amplitud de las oscilaciones aumentó; el control QFT permanece con oscilaciones pequeñas. En el caso de la tensión los cambios son más significativos; las oscilaciones ante la incertidumbre para ambos controladores aumentó [25], siendo la del QFT ligeramente menor, aunado a ello su tiempo de estabilización es menor al del PI.

4.3.2.3 CASO #3-PERTURBACIONES

Se procede a presentar la Tabla 4.4 que muestra la frecuencia de las perturbaciones pertenecientes a la simulación con los resultados más significativos. La Figura 4.16 presenta el resultado correspondiente.

Variable	Descripción	Unidades	Frecuencia
H_i	Espesor de entrada	mm	3.4834 Hz
V_{i+1}	Velocidad de rolado	mm/s	2.9127 Hz

Tabla 4.4: Perturbaciones y sus frecuencias del sistema 2×2 ($h_i - \sigma_i$) para la simulación #11

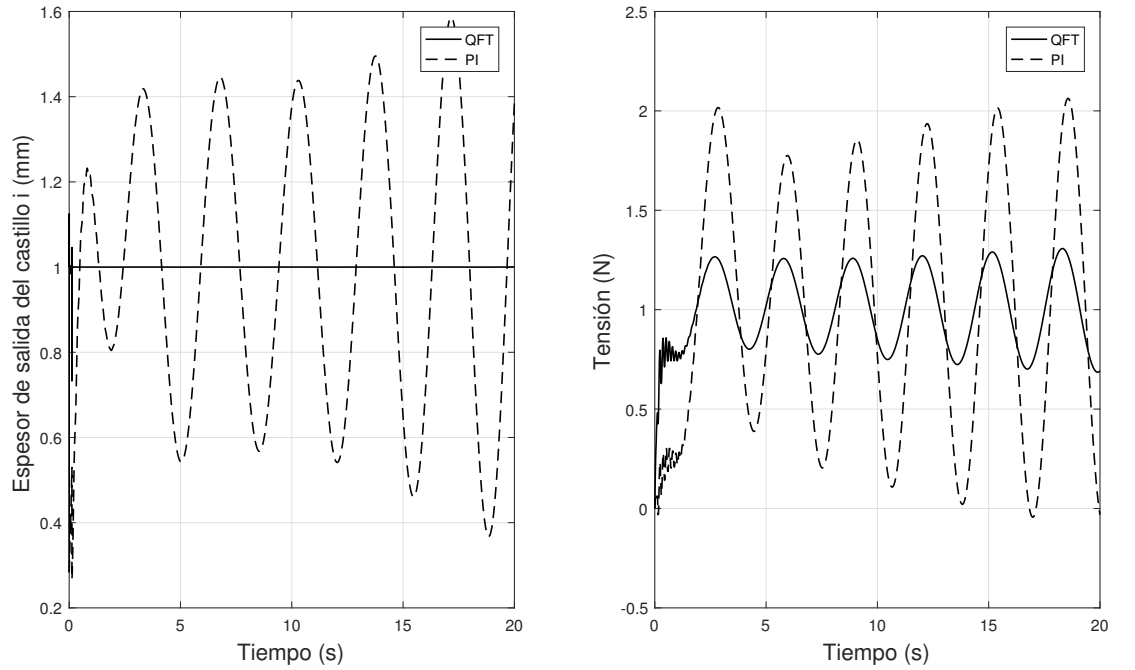


Figura 4.16: Caso #3-Perturbaciones para la simulación #11 ($h_i - \sigma_i$)

Claramente se nota como la amplitud de las oscilaciones en las perturbaciones es significativamente grande a altas frecuencias para el control PI del lazo de

espesor. La respuesta para el QFT es similar a la que se tuvo en la Figura 4.8. En el lazo σ_i existen oscilaciones a altas frecuencias durante el transitorio para ambos controladores, pero la amplitud de las perturbaciones del QFT son menores a las que tiene el PI.

4.3.2.4 CASO #4-INCERTIDUMBRE PARAMÉTRICA Y PERTURBACIONES

En la Tabla 4.5 se muestran las frecuencias de las perturbaciones de la simulación #9, en la Figura 4.17 se presenta la respuesta en el dominio del tiempo para este escenario.

Variable	Descripción	Unidades	Frecuencia
H_i	Espesor de entrada	mm	2.8074 Hz
V_{i+1}	Velocidad de rolado	mm/s	2.0726 Hz

Tabla 4.5: Perturbaciones y sus frecuencias del sistema 2×2 ($h_i - \sigma_i$) para la simulación #9

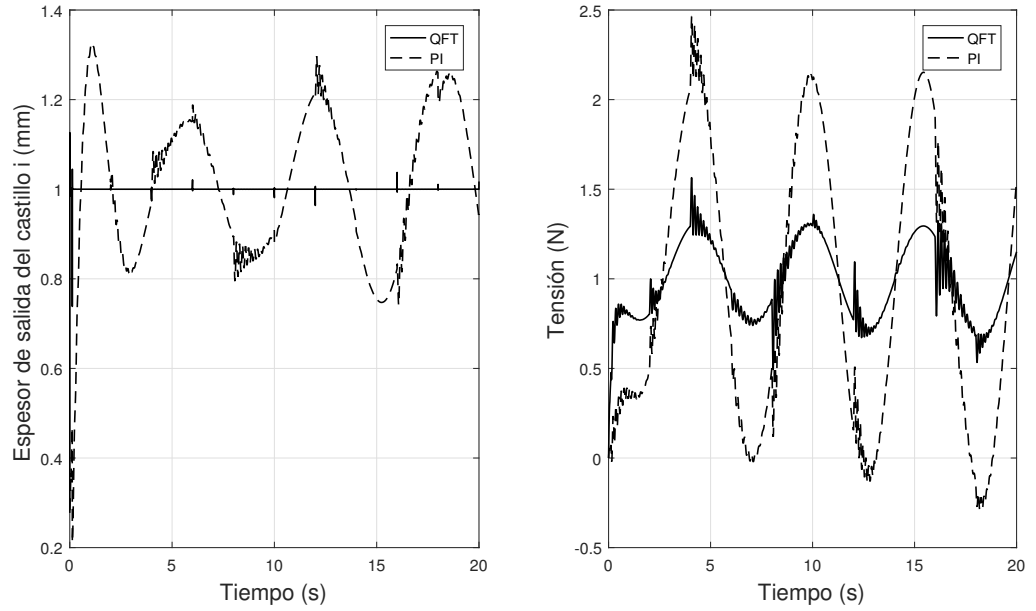


Figura 4.17: Caso #4 - Incertidumbre Paramétrica y Perturbaciones ($h_i - \sigma_i$) para la simulación #9

La respuesta para h_i por parte del control QFT se muestra suficientemente robusta, ya que el efecto de la incertidumbre y la perturbación no le afecta de manera significativa; en contraste con el PI, cuyas amplitudes pico a pico de la perturbación son mayores (0.39 mm), el impacto de la incertidumbre es mayor.

Para el lazo de σ_i , las oscilaciones causadas por las perturbaciones en el control QFT son menores en contraste con el PI. Con respecto de la incertidumbre, se observa que el impacto es similar en ambos controladores, pero las oscilaciones son menores en el control QFT.

4.3.3 SISTEMA MIMO ESPESOR-POSICIÓN ANGULAR (h_i - θ_i)

Con base en el esquema de la Figura 4.11, se prueban los cuatro casos para el sistema $h_i - \theta_i$, éstos se muestran a continuación.

4.3.3.1 CASO #1-NOMINAL

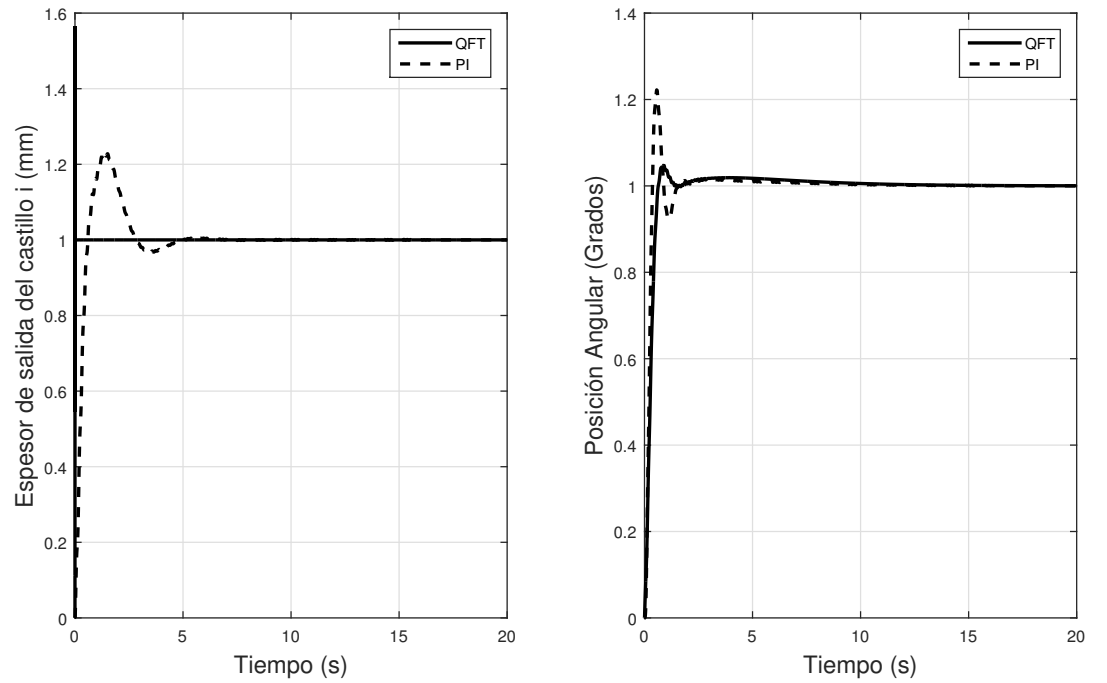


Figura 4.18: Caso #1-Nominal ($h_{i_{ref}} = h_{i_{nom}}$ $\theta_{i_{ref}} = \theta_{i_{nom}}$)

Nótese como el estado transitorio del control QFT para h_i presenta un sobrepaso máximo del 58 % prácticamente instantáneo; dado que las inercias y constantes de tiempo del equipo mecánico en el HSM son grandes, se considerará despreciable dicho

sobrepaso. Aunque el PI presenta un sobrepaso del 20 %, su tiempo de estabilización es alrededor de 377 veces más grandes que el del QFT (siendo 5 seg del primero y 0.01325 seg del último). En la Figura 4.19 se muestra un acercamiento de la respuesta para h_i mostrada en la Figura 4.18, a su vez se presenta el tiempo de duración del sobrepaso máximo.

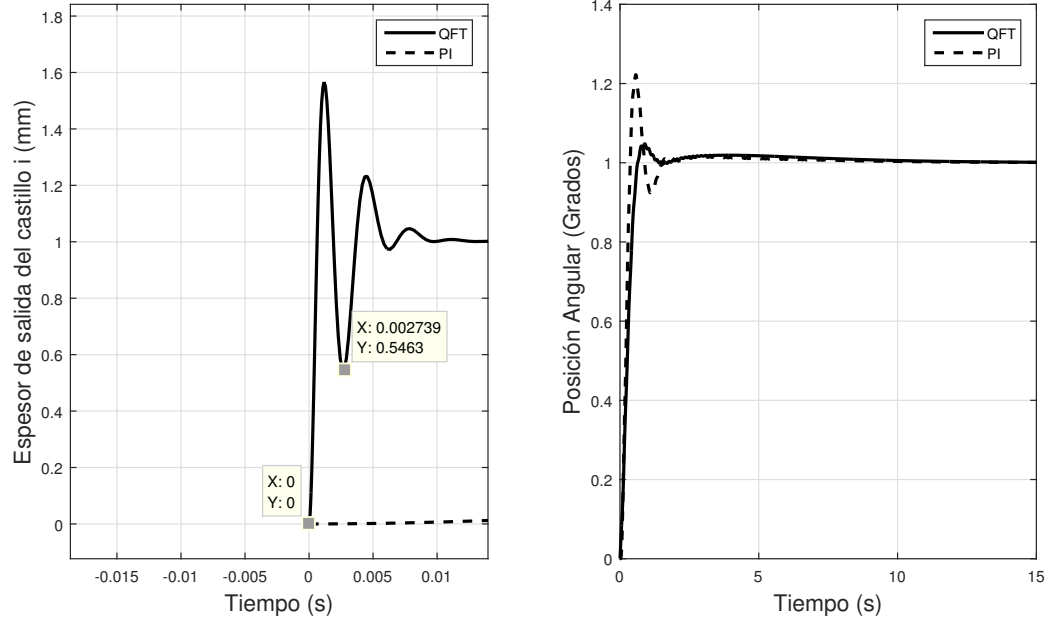


Figura 4.19: Caso #1-Nominal: Acercamiento ($h_{i_{ref}} = h_{i_{nom}}$ $\theta_{i_{ref}} = \theta_{i_{nom}}$)

Para el caso de θ_i , el control QFT muestra un sobrepaso del 11 %, menor que el del PI (21 %). Ambos controladores presentan un tiempo de respuesta semejante.

Lo siguiente es probar el nivel de interacción entre los lazos, para ello la señal para $h_{i_{ref}}$ será nula. Esto está mostrado en la Figura 4.20.

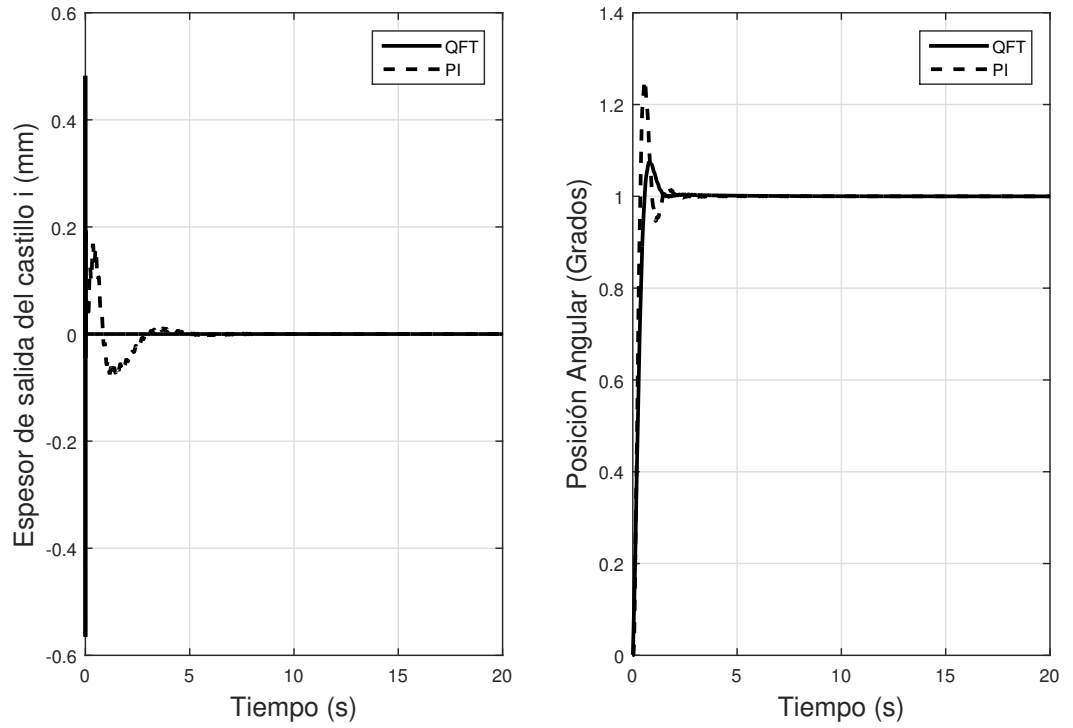


Figura 4.20: Caso #1-Nominal ($h_{i_{ref}} = 0$ $\theta_{i_{ref}} = \theta_{i_{nom}}$)

La repuesta es rápida en el control QFT (0.013 seg), aunque tiene un nivel de desacoplamiento del 58 % que no es aceptable; sin embargo, por ser instantáneo se le puede neglir. El PI tiene un nivel de desacoplamiento del 18 %, que es inaceptable y además su tiempo de estabilización es de 5 seg. El nivel de desacoplamiento en estado estacionario es nulo por parte de ambos controladores.

Se prueba ahora cuando $\theta_{i_{ref}}$ sea igual a cero. Obsérvese la Figura 4.21.

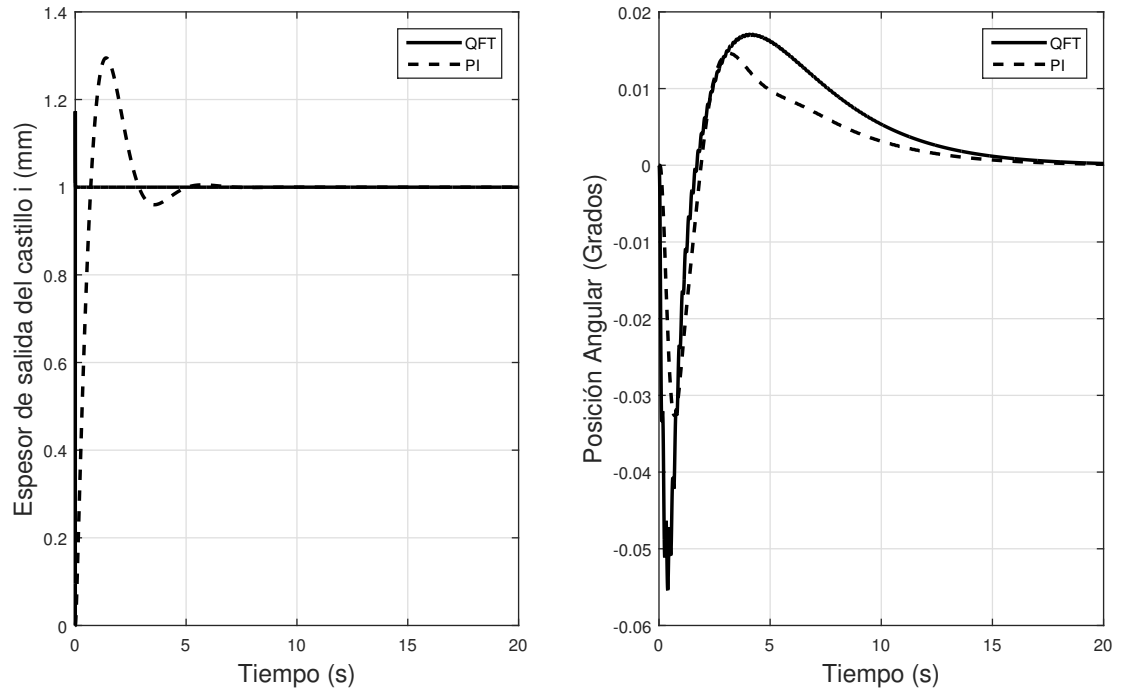


Figura 4.21: Caso #1-Nominal ($h_{i_{ref}} = h_{i_{nom}} \theta_{i_{ref}} = 0$)

Aquí tanto el nivel de desacoplamiento para el lazo de posición angular, es menor en el control PI (3.1 %) que en el control QFT (5.5 %); sin embargo ambos son aceptables. El control PI presenta ventaja sobre el QFT en cuanto a tiempo de estabilización se refiere. En el estado estacionario ambos algoritmos presentan buen nivel de desacoplamiento.

4.3.3.2 CASO #2-INCERTIDUMBRE PARAMÉTRICA

La respuesta en el tiempo para el sistema 2×2 se muestra en la Figura 4.22.

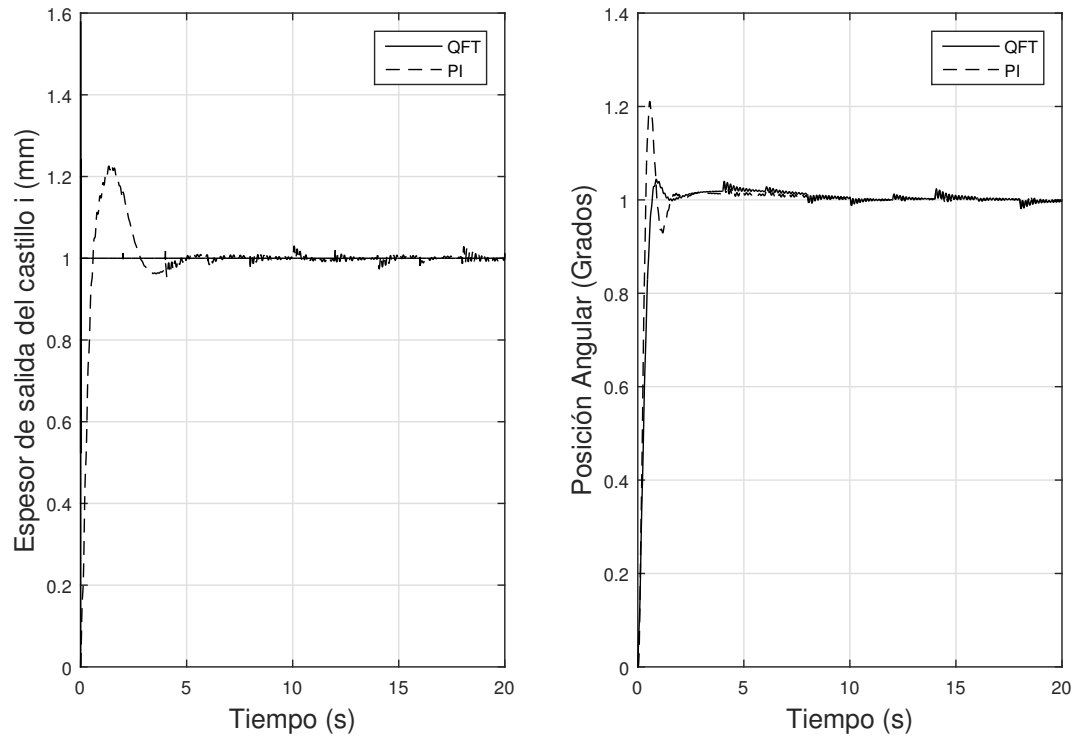


Figura 4.22: Caso #2-Incertidumbre Paramétrica ($h_i - \theta_i$)

Se puede observar que el sistema para el espesor h_i se muestra prácticamente insensible al efecto de las incertidumbres, ya que sus oscilaciones son poco significativas a diferencia del control PI. Para el lazo de θ_i , el efecto de la incertidumbre es similar para ambos controladores cuando convergen al valor final, pero el PI presenta mayor sobrepaso.

4.3.3.3 CASO #3-PERTURBACIONES

En la Tabla 4.6 se presentan las frecuencias de las perturbaciones que arrojó la simulación #13. La Figura 4.23 presenta la respuesta en el tiempo para ambos lazos del HSM.

Variable	Descripción	Unidades	Frecuencia
H_i	Espesor de entrada	mm	2.1863 Hz
V_{i+1}	Velocidad de rolado	mm/s	6.8548 Hz

Tabla 4.6: Perturbaciones y sus frecuencias del sistema 2×2 ($h_i - \theta_i$) para la simulación #13

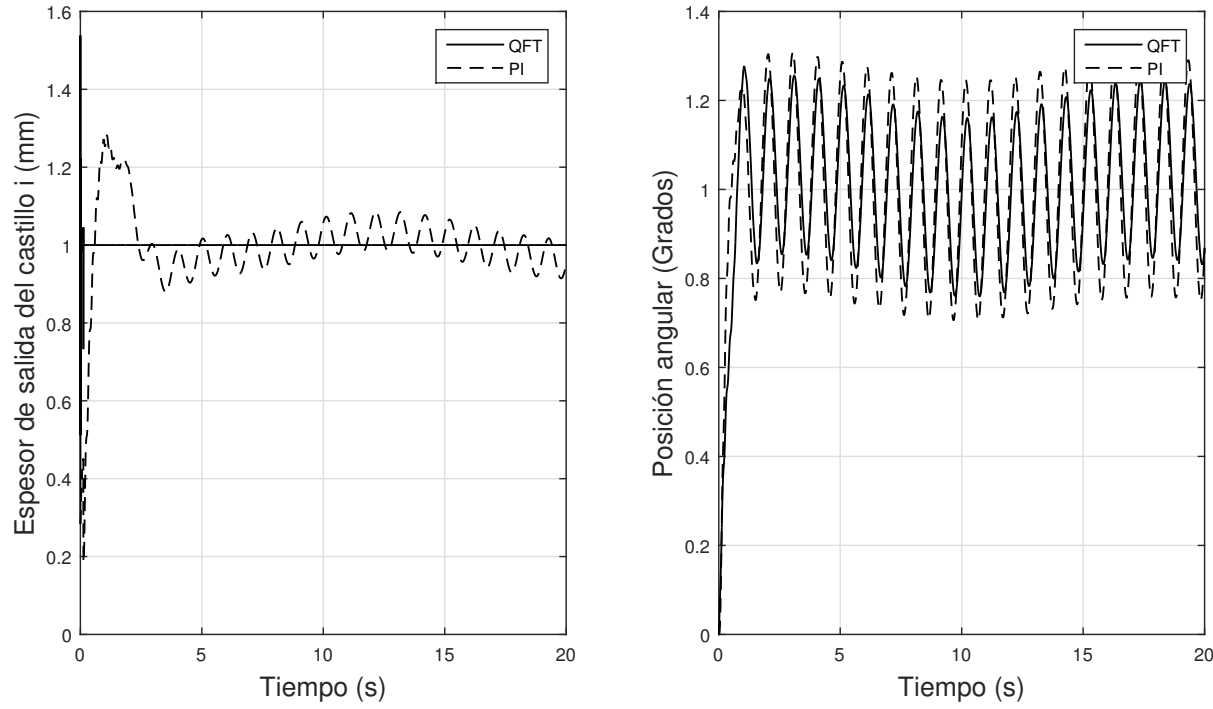


Figura 4.23: Caso #3-Perturbaciones para la simulación #13 ($h_i - \theta_i$)

En el lazo h_i , el comportamiento del control QFT es similar al que se vió en las Figuras 4.8 y 4.16, el control PI tiene oscilaciones a altas frecuencias.

Para θ_i , el control QFT presenta una mejor respuesta que el PI, ya que la amplitud de sus oscilaciones son más pequeñas.

4.3.3.4 CASO #4-INCERTIDUMBRE PARAMÉTRICA Y PERTURBACIONES

La Tabla 4.7 muestra la frecuencia de las señales de perturbación para el caso más significativo, en la Figura 4.24 se muestra la respuesta en el tiempo para el sistema 2×2 .

Variable	Descripción	Unidades	Frecuencia
H_i	Espesor de entrada	mm	3.3406 Hz
V_{i+1}	Velocidad de rolado	mm/s	5.9951 Hz

Tabla 4.7: Perturbaciones y sus frecuencias del sistema 2×2 ($h_i - \theta_i$) para la simulación #173

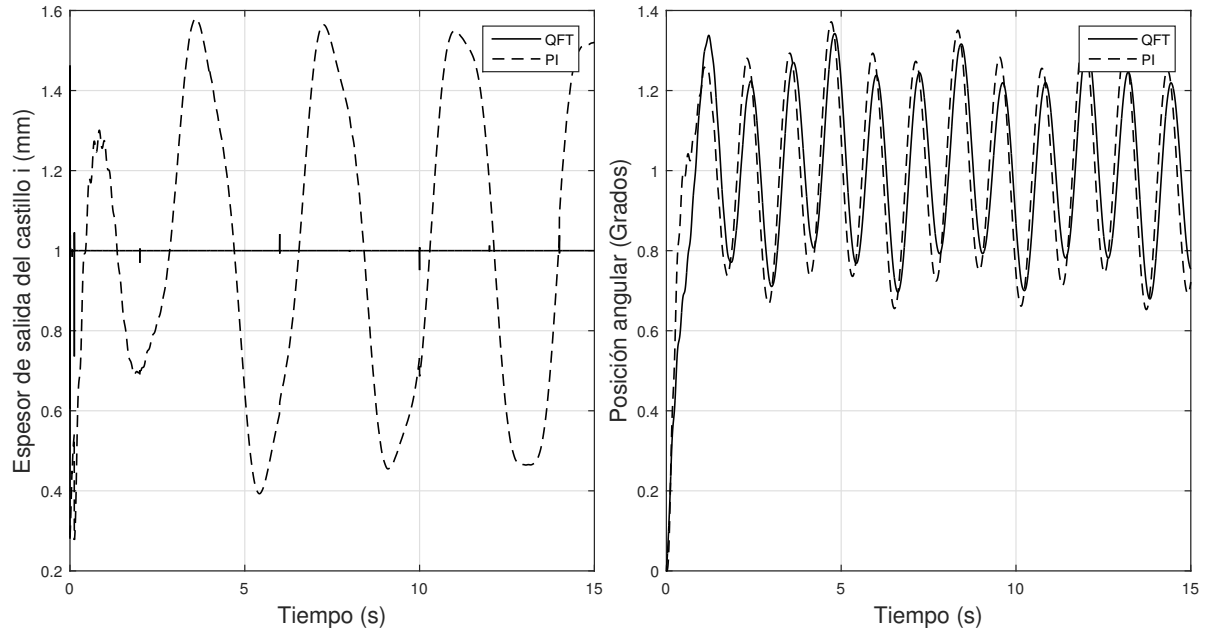


Figura 4.24: Caso #4-Incertidumbre Paramétrica y Perturbaciones para la simulación #173 ($h_i - \theta_i$)

En el caso de h_i , la incertidumbre afecta de manera poco significativa al control QFT, además que las oscilaciones causadas por el efecto de las perturbaciones son semejantes a lo que se vió en casos anteriores (ver Figuras 4.9 y 4.17); en cambio el control PI tiene oscilaciones tan grandes que es imposible observar el efecto de las incertidumbres.

Con respecto a θ_i , ambos controles tienen amplitudes prácticamente grandes, por lo que no se aprecia la incertidumbre, pero el control QFT es favorecido al tener una amplitud pico a pico menor que el PI.

De manera resumida, en la Tabla 4.8 se presenta para cada caso los resultados más importantes, comparándolos entre los que arrojó el control QFT y el PI dentro de un contexto SISO. La Tabla 4.9 presenta la nomenclatura utilizada para la tabla de los resultados. La Tabla 4.10 muestra los resultados del análisis multivariable 2×2 para $h_i - \sigma_i$ y la Tabla 4.11 presenta los de $h_i - \theta_i$.

Control	Caso 1	Caso 2	Caso 3	Caso 4
QFT	ts=0.0148 seg MS=18 %	✓✓	$A_{pp}=0.87$ mm	✓✓ $A_{pp} = 0.85$ mm
PI	ts=4.8 seg MS=27 %	✓	$A_{pp} = 1.21$ mm	$A_{pp} = 0.9$ mm NA

Tabla 4.8: Resultados para el análisis SISO

4.4 RESUMEN DEL CAPÍTULO

Se presentó un repaso breve sobre el control proporcional-integral y sus ecuaciones principales, se estudió su respuesta en el dominio de la frecuencia por medio de diagramas de Bode y se analizó si cumplió o no con las especificaciones de diseño en lazo cerrado, el algoritmo PI no cumplió con las Ecuaciones (3.10) y (3.12).

Simbología
ts → tiempo de estabilización
MS → Máximo sobrepaso
A_{pp} → Amplitud pico a pico
Incertidumbre → “✓” Buena atenuación; “✓✓” Excelente atenuación
NA → No aplica
Nd → Nivel de desacoplamiento

Tabla 4.9: Nomenclatura para las tablas de resultados

Control	h_i				
	Caso 1	Caso 2	Caso 3	Caso 4	Nd
QFT	MS=19 % ts=0.010 seg	✓✓	$A_{pp} = 0.31$ mm	✓✓ $A_{pp} = 0.25$ mm	0.07 % ts=0.01 seg
PI	MS=30 % ts=6 seg	✓	$A_{pp} = 0.84$ mm	✓ $A_{pp} = 0.39$ mm	6.7 % ts=9 seg
	σ_i				
	Caso 1	Caso 2	Caso 3	Caso 4	Nd
QFT	MS=0 % ts=11 seg	✓✓	$A_{pp} = 0.5$ N	✓✓ $A_{pp} = 0.5$ N	6.4 % ts=16.5 seg
PI	MS=20 % ts=10 seg	✓	$A_{pp} = 2$ N	✓ $A_{pp} = 2.2$ N	10 % ts=16 seg

Tabla 4.10: Resultados para el análisis MIMO ($h_i - \sigma_i$)

Control	h_i				
	Caso 1	Caso 2	Caso 3	Caso 4	Nd
QFT	MS=58 % ts=0.013 seg	✓✓	$A_{pp} = 0.35$ mm	✓✓ $A_{pp} = 1.14$ mm	58 % ts=0.013 seg
PI	MS=20 % ts=5 seg	✓	$A_{pp} = 0.16$ mm	NA $A_{pp} = 1.18$ mm	18 % ts=5 seg
	θ_i				
	Caso 1	Caso 2	Caso 3	Caso 4	Nd
QFT	MS=11 % ts=12 seg	✓✓	$A_{pp} = 0.40^\circ$	NA $A_{pp} = 0.5101^\circ$	5.5 % ts=20 seg
PI	MS=21 % ts=12 seg	✓	$A_{pp} = 0.46^\circ$	NA $A_{pp} = 0.613^\circ$	3.1 % ts=19 seg

Tabla 4.11: Resultados para el análisis MIMO ($h_i - \theta_i$)

Se evaluó en el dominio del tiempo el control QFT para el HSM, comparándolo simultáneamente con el control PI que se halla en la planta actualmente; analizando cuatro diferentes escenarios para el sistema 1×1 y 2×2 ($h_i - \sigma_i; h_i - \theta_i$). En general, el control QFT hace robusto al sistema, es decir, lo hace insensible ante la incertidumbre paramétrica y las señales de perturbación. Los mejores resultados fueron para el sistema $h_i - \sigma_i$ en cuanto a niveles de interacción, atenuación de perturbaciones e incertidumbre paramétrica gracias al control QFT.

CAPÍTULO 5

ANÁLISIS MIMO (3×3) DEL HSM

En conjunción con los controladores SISO que en [17] se diseñaron mediante QFT para los lazos de la tensión, posición angular y el algoritmo que se desarrolló a lo largo de este estudio para el espesor, se analizará el sistema 3×3 del HSM, evaluando estos tres controladores en cuatro escenarios y comparándolos simultáneamente con los controles PI. Aunado a ello se estudiará el nivel de desacoplamiento entre lazos sencillos. Los cuatro casos proceden de la misma manera que se vió en el Capítulo 4. Todo el sistema estará fundamentado en la Figura 5.1, con h_{i+1ref} considerándola como constante.

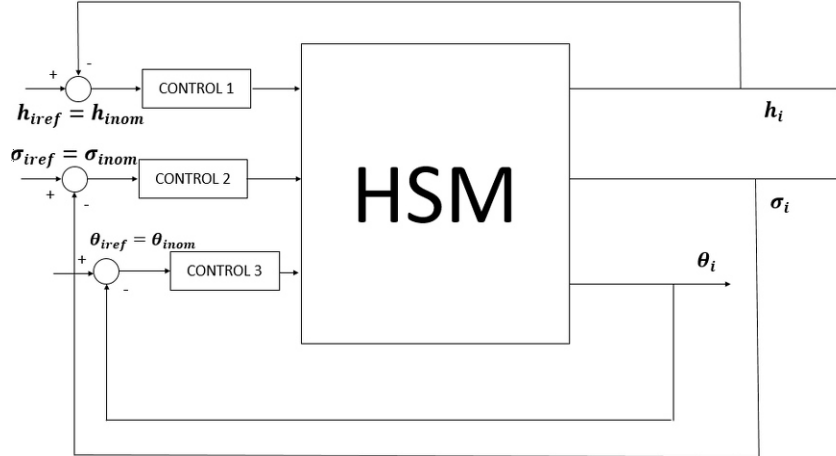


Figura 5.1: Control Descentralizado 3×3

5.1 PRUEBA DEL ALGORITMO BAJO ESQUEMA MIMO

$$3 \times 3$$

5.1.1 CASO #1-NOMINAL

La respuesta ante los tres controles se observa en la Figura 5.2.

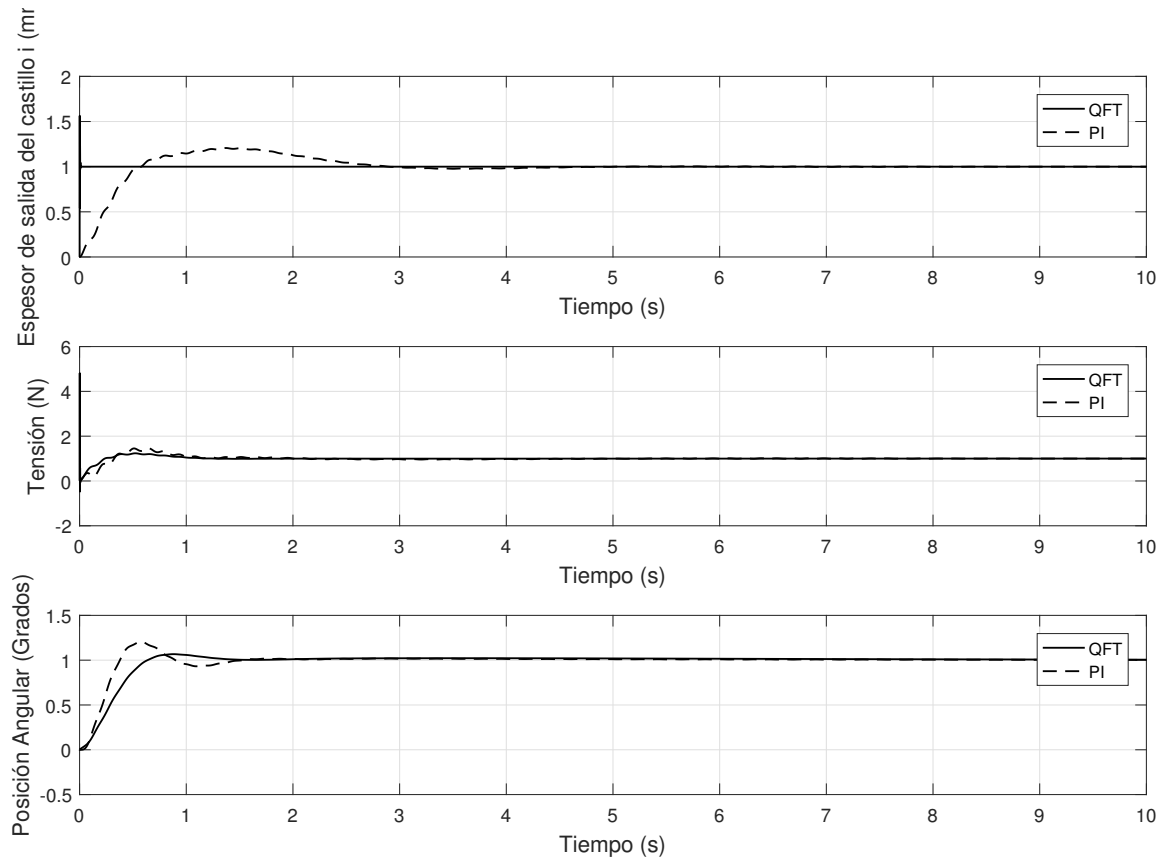


Figura 5.2: Caso #1-Nominal ($h_{i_{ref}} = h_{i_{nom}}$ $\theta_{i_{ref}} = \theta_{i_{nom}}$ $\sigma_{i_{ref}} = \sigma_{i_{nom}}$)

Los controles QFT en general, tienen un tiempo de estabilización menor que el control proporcional integral, donde existen problemas es el sobrepaso máximo. La respuesta de h_i aumentó con respecto a lo que se vió en la Figura 4.7; la respuesta del

lazo de tensión también presenta deterioro con respecto al caso MIMO; sin embargo, estos sobrepasos son prácticamente instantáneos por lo que se les considerará despreciables. La respuesta de θ_i tiene un sobrepaso máximo del 11 % y un tiempo de estabilización menor al del PI, el último tiene un sobrepaso del 20.4 %.

Para empezar la prueba de desacoplamiento, lo primero es mantener $\sigma_{i_{ref}}$ y $\theta_{i_{ref}}$ como nulas, en la Figura 5.3 se muestran los resultados.

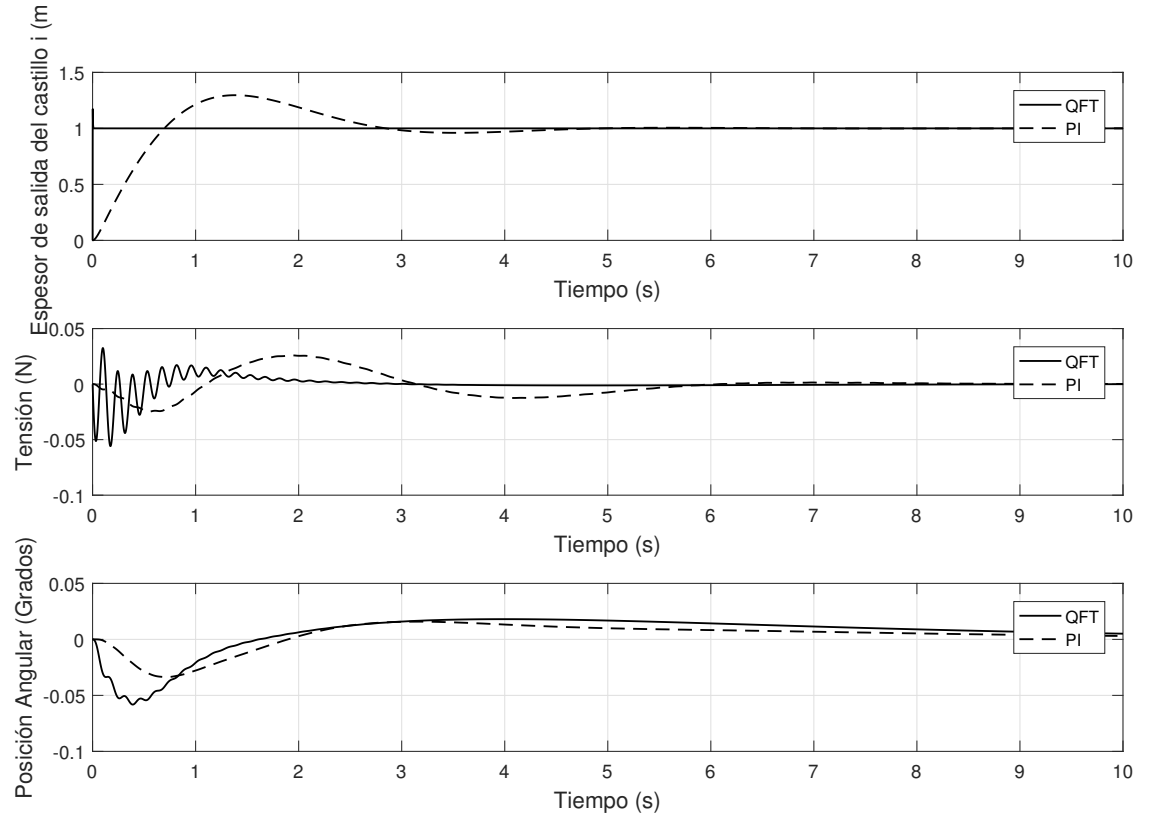


Figura 5.3: Caso #1-Nominal ($h_{i_{ref}} = h_{i_{nom}}$ $\sigma_{i_{ref}} = 0$ $\theta_{i_{ref}} = 0$)

En el lazo de σ_i se presenta un nivel de desacoplamiento del 5.57 % por parte del QFT, aunque es mayor al que tiene el PI (2.54 %), el QFT es favorecido por su tiempo de estabilización; no obstante ambos controladores son aceptables por su porcentaje de desacoplamiento por debajo del 10 %. También ambos controles

presentan buen desacoplamiento en estado estacionario.

Con respecto a θ_i , el porcentaje de desacoplamiento del QFT es 5.81 %, mientras que el del PI es de 3.33 %, ambos niveles son aceptables. El tiempo de estabilización es similar para los dos controles⁶, los mismos presentan buen desacoplamiento en estado estable.

A continuación, en la Figura 5.4 se plantea cuando $h_{i_{ref}}$ y $\theta_{i_{ref}}$ tienen ceros como entradas.

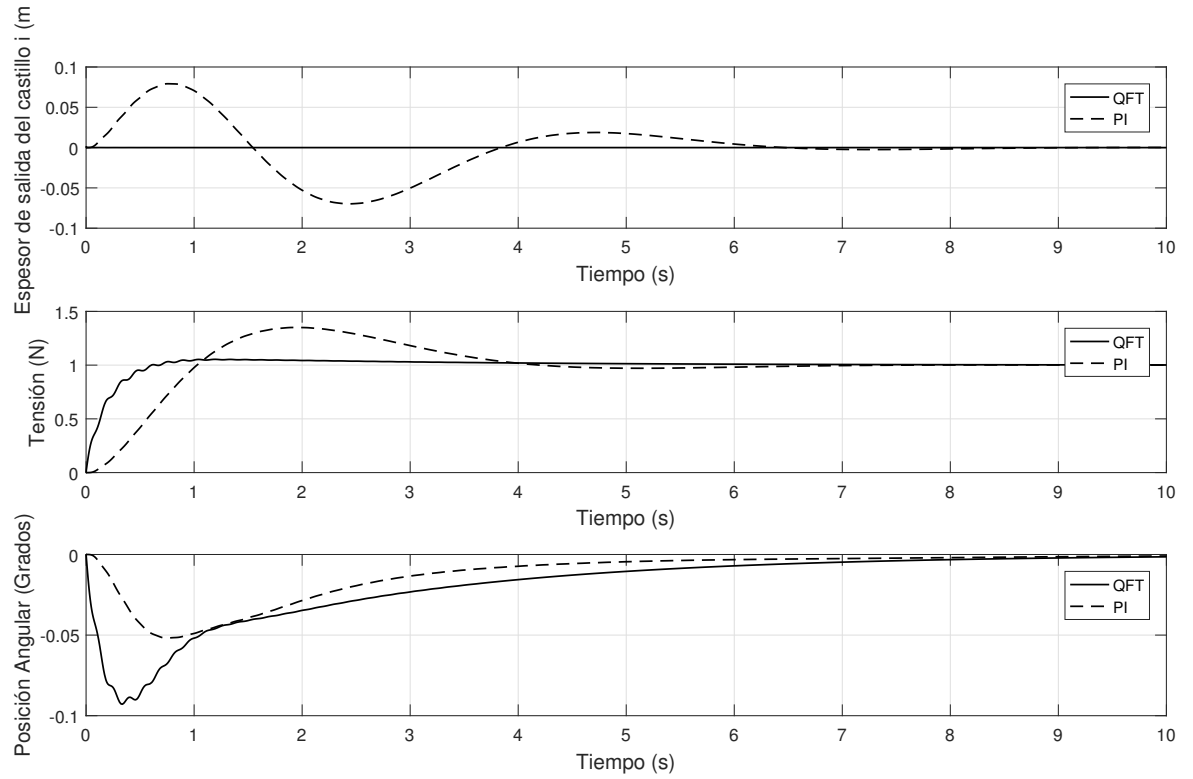


Figura 5.4: Caso #1-Nominal ($h_{i_{ref}} = 0$ $\sigma_{i_{ref}} = \sigma_{i_{nom}}$ $\theta_{i_{ref}} = 0$)

Para el lazo de espesor, se ve como tiene un porcentaje de interacción muy pequeño ante la acción del control QFT y un tiempo de estabilización menor. El

⁶Se hicieron simulaciones para 20 seg y en ellas se aprecia mejor el tiempo de estabilización para los controles de θ_i .

control PI tiene un nivel del 8.5 %. La respuesta en el tiempo para θ_i cuando se somete al control QFT, tiene un nivel de desacoplamiento cerca del 9.26 %, mientras que el control PI tiene un porcentaje menor que el QFT (5 %); el tiempo de estabilización es similar para ambos controles y tienen desacoplamiento nulo en el estado estacionario.

Se procede a evaluar el desacoplamiento que $\theta_{i_{ref}}$ ejerce sobre $h_{i_{ref}}$ y $\sigma_{i_{ref}}$. Véase la Figura 5.5.

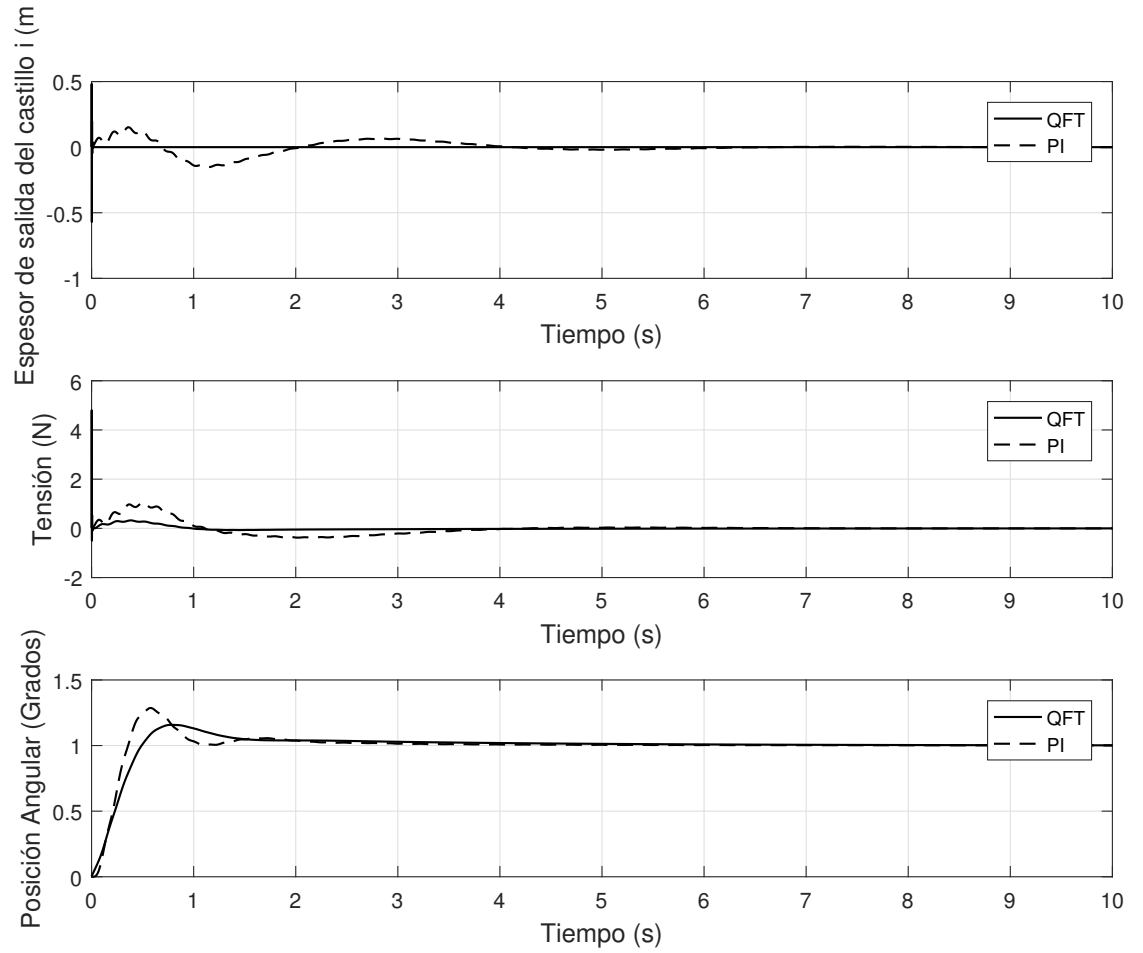


Figura 5.5: Caso #-1Nominal ($h_{i_{ref}} = 0$ $\sigma_{i_{ref}} = 0$ $\theta_{i_{ref}} = \theta_{i_{nom}}$)

Para h_i , el nivel de interacción es de 55.19 %; no obstante, la respuesta es tan rápida que se le puede despreciar, además de tener un tiempo de estabilización

menor que el PI (que tiene un porcentaje de desacoplamiento de 14.96 %). En estado estacionario existe buen desacoplamiento por parte de ambos controles.

Para σ_i , el control QFT tiene un nivel de desacoplamiento es de 480 %, pero negligible, su tiempo de estabilización es de 0.80 seg, menor al del PI (con 105 % de desacoplamiento y 5.8 seg de estabilización). En estado estacionario, ambos controles tienen buenos niveles de desacoplamiento.

5.1.2 CASO #2-INCERTIDUMBRE PARAMÉTRICA

Obsérvese la respuesta en el tiempo para el sistema que la Figura 5.6 muestra.

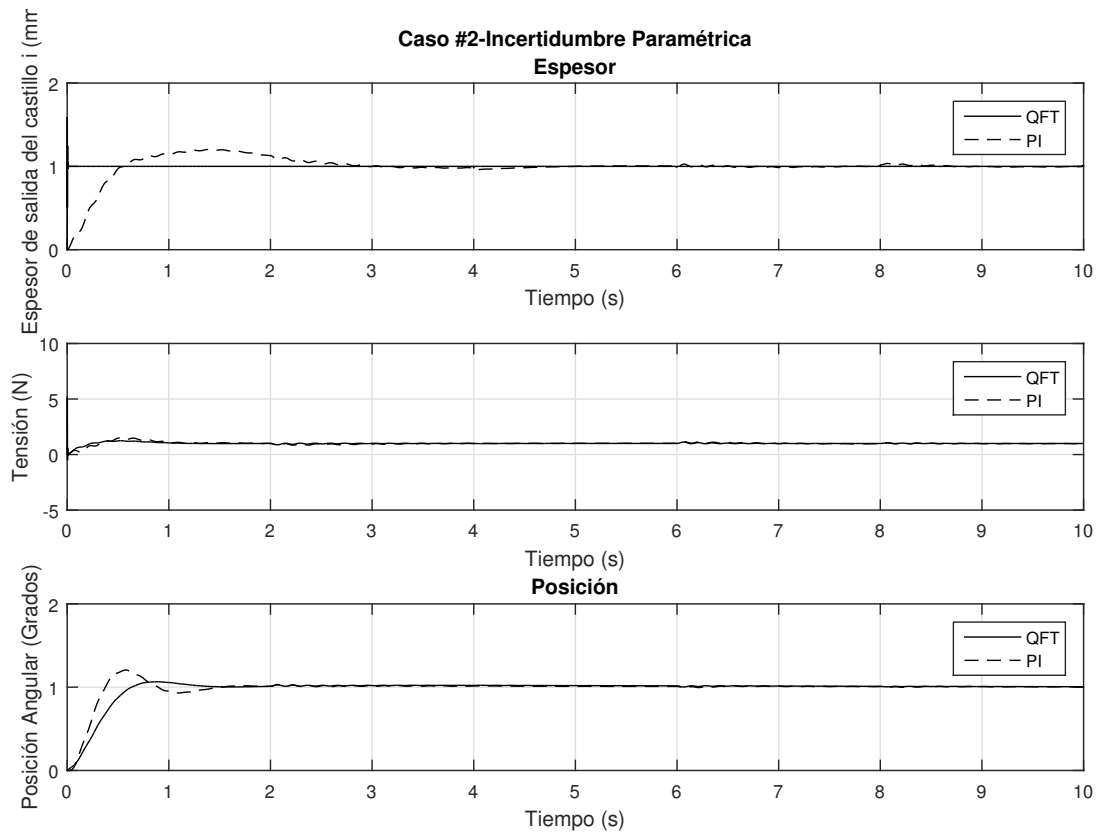


Figura 5.6: Caso #2-Incertidumbre Paramétrica (Sistema 3×3)

Las respuestas de ambos controladores para los tres lazos mejoraron, pues atenúan de manera eficiente el impacto de la incertidumbre.

5.1.3 CASO #3-PERTURBACIONES

En la Tabla 5.1 se muestra el respectivo valor frecuencial de la simulación que se seleccionó dentro de las 200 que se realizaron.

Variable	Descripción	Unidades	Frecuencia
H_i	Espesor de entrada	mm	3.4353 Hz
V_{i+1}	Velocidad de rolado	mm/s	5.5143 Hz

Tabla 5.1: Perturbaciones y sus frecuencias del sistema 3×3 para la simulación #3

La respuesta en el tiempo para el sistema 3×3 se presenta en la Figura 5.7

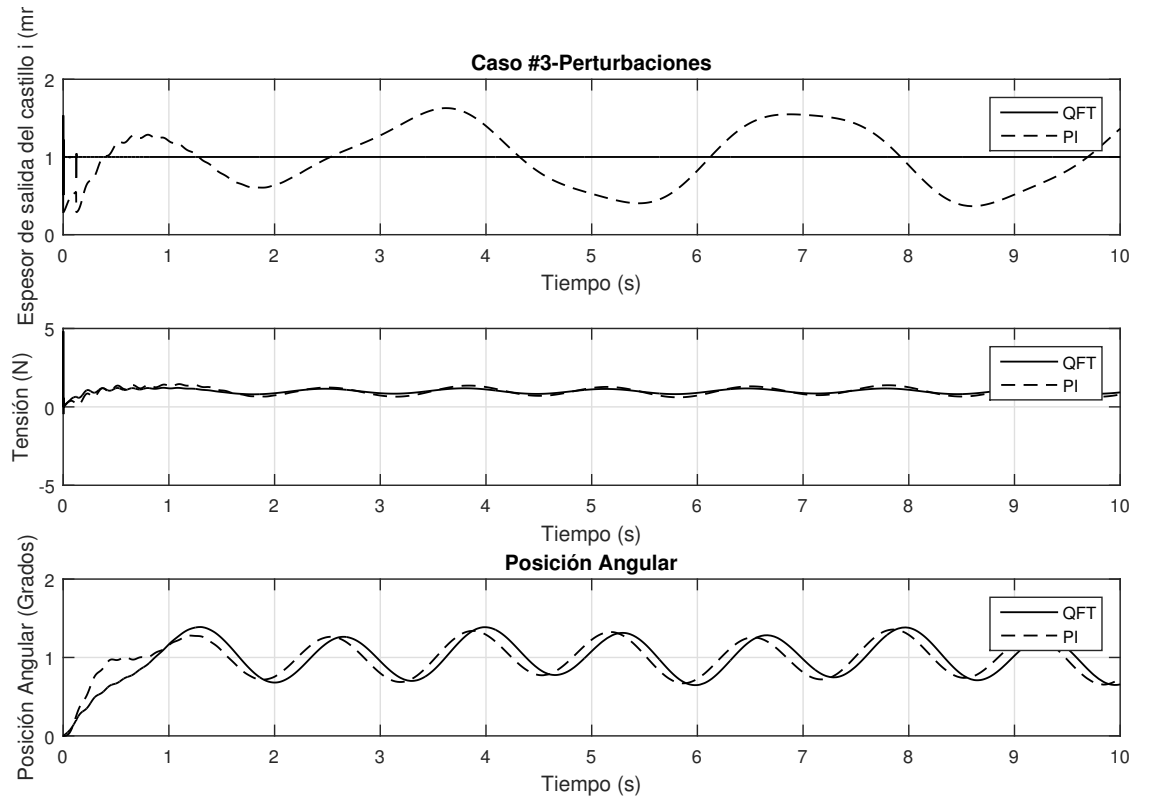


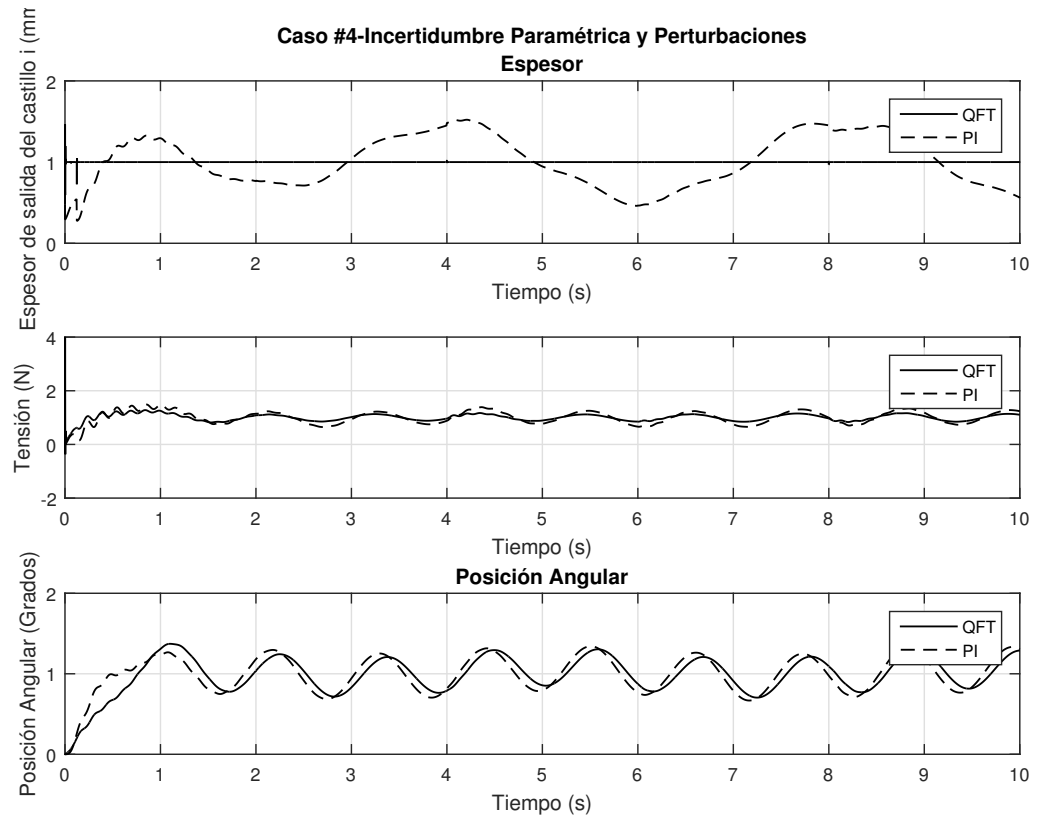
Figura 5.7: Caso #3-Perturbaciones para la simulación #3 (Sistema 3×3)

El control QFT en los tres lazos atenúa el efecto de las perturbaciones, pues tienen amplitudes menores que las que presentan los controles PI.

5.1.4 CASO #4-INCERTIDUMBRE PARAMÉTRICA Y PERTURBACIONES

La Tabla 5.2 muestra los valores de frecuencia pertenecientes a la simulación más significativa. La respuesta ante estos fenómenos se ilustra en la Figura 5.8.

Variable	Descripción	Unidades	Frecuencia
H_i	Espesor de entrada	mm	3.2049 Hz
V_{i+1}	Velocidad de rolado	mm/s	6.4154 Hz

Tabla 5.2: Perturbaciones y sus frecuencias del sistema 3×3 para la simulación #6Figura 5.8: Caso #4-Incertidumbre Paramétrica y Perturbaciones para la simulación #6 (Sistema 3×3)

El control QFT es favorecido por atenuación de perturbación para los tres lazos, mientras que tanto el QFT como el PI presentan robustez ante las incertidumbres en los tres lazos.

Para resumir los valores obtenidos a lo largo de las simulaciones, en la Tabla

5.3 se presentan los resultados para cada uno de los casos estudiados.

5.2 RESUMEN DEL CAPÍTULO

Se estudió el comportamiento del sistema 3×3 del HSM en cuatro diferentes escenarios. En general, se observa que el control QFT hace al sistema robusto y atenúa el efecto de las perturbaciones. La prueba de desacoplamiento se realizó durante el análisis nominal. Los niveles de interacción son muy altos durante el transitorio, esto es debido a que los tres lazos fueron diseñados suponiendo sistema SISO, otras técnicas multivariantes (como la H_∞ , que es inherentemente multivariable) son capaces de reducir estos porcentajes.

	h_i				
Control	Caso 1	Caso 2	Caso 3	Caso 4	Nd
QFT	MS=56 % ts=0.0094 seg	✓✓	$A_{pp} = 0.3133$ mm	✓✓ $A_{pp} = 0.32$ mm	$\sigma_{i_{ref}}$ ts=2.5 seg 5.57 % $\theta_{i_{ref}}$ ts=13 seg 5.81 %
PI	MS=20 % ts=4.5 seg	✓✓	$A_{pp} = 1.1371$ mm	✓✓ $A_{pp} = 1.029$ mm	$\sigma_{i_{ref}}$ ts=8 seg 2.54 % $\theta_{i_{ref}}$ ts=13 seg 3.33 %
	σ_i				
QFT	MS=408 % ts=1 seg	✓✓	$A_{pp} = 0.356$ N	✓✓ $A_{pp} = 0.25$ N	$h_{i_{ref}}$ ts=0.0012 seg 0.0173 % $\theta_{i_{ref}}$ ts=10 seg 9.26 %
PI	MS=45 % ts=1.8 seg	✓✓	$A_{pp} = 0.646$ N	✓✓ $A_{pp} = 0.57$ N	$h_{i_{ref}}$ ts=8.5 seg 7.921 % $\theta_{i_{ref}}$ ts=10 seg 5 %

	θ_i				
QFT	MS=11 % ts=1.5 seg	✓✓	$A_{pp} = 0.508^\circ$	✓✓ $A_{pp} = 0.438^\circ$	$h_{i_{ref}}$ ts=0.099 seg 55.19 % $\sigma_{i_{ref}}$ ts=0.80 seg 480 %
PI	MS=20.4 % ts=1.7 seg	✓✓	$A_{pp} = 0.5317^\circ$	✓✓ $A_{pp} = 0.5416^\circ$	$h_{i_{ref}}$ ts=5.99 seg 14.96 % $\sigma_{i_{ref}}$ ts=5.8 seg 105 %

Tabla 5.3: Resultados para el análisis 3×3

CAPÍTULO 6

CONCLUSIONES Y TRABAJO POSTERIOR

6.1 CONCLUSIONES

Sin duda alguna, la laminación en caliente es uno de los procesos industriales más útiles dentro de la sociedad moderna, ya que trabaja con el acero plano que se encuentra en diversas aplicaciones que facilitan al ser humano en su diario vivir. De manera que es importante el estudio de herramientas ingenieriles que hagan más eficientes el HSM, como en este caso diseñar un control que haga robustamente estable el proceso, además de reducir el efecto de las interacciones entre los lazos de las variables de control y atenúe las señales de perturbaciones que entren al sistema. Un HSM está compuesto por cuatro entradas de control endógenas (señales que el usuario puede manipular), cuatro salidas y cuatro entradas de control exógenas (perturbaciones).

Para este trabajo de tesis se realizó un algoritmo basado en la técnica QFT para el lazo de espesor, que por medio de diagramas de Nichols permite rediseñar la misma cuantas veces sea necesario hasta cumplir con las especificaciones de diseño que aseguren estabilidad robusta, rechazo de perturbaciones a la salida y rechazo de

perturbaciones a la entrada en el dominio de la frecuencia. Primero se hizo un análisis de la ubicación de polos y ceros del conjunto de plantillas $\{P(s)\}$, conformada por 5^7 combinaciones de sus parámetros inciertos y tener un número exhaustivo de plantas; el mapa de polos y ceros arrojó que el conjunto $\{P(s)\}$ es de fase mínima (polos y ceros en el semiplano izquierdo en el dominio de Laplace), por lo tanto la metodología que conlleva la QFT se procede de la misma forma sin cambios en sus seis pasos base. Al momento de obtener las plantillas en la carta de Nichols del conjunto de plantas y eligiendo una de ellas como la nominal, se observó que la región más crítica en la que la incertidumbre es mayor es aquella perteneciente a los 50 rad/seg. Se eligió agregar 43 rad/seg al grupo de frecuencias de trabajo, esta también demostró tener una porción de incertidumbre grande. Igualmente se reflejan estos problemas al momento de calcular las cotas de las tres especificaciones, donde la incertidumbre es mayor en 43 y 50 rad/seg. A partir de la intersección de los límites del peor caso, se diseñó el lazo nominal de control $L_n(s)$ a base de agregar polos y/o ceros al controlador inicial $G_0 = 1$, la experiencia del diseñador es importante para ello. Se evaluó la respuesta en el dominio de la frecuencia de $L_n(s)$ para las tres consideraciones de diseño, el algoritmo de control cumplió con ellas para toda la frecuencia. El mismo análisis en el dominio a la frecuencia se hizo para con el controlador proporcional-integral (instalado actualmente en planta), en la que tanto para $S(s)$ como para $S_I(s)$ no cumple para toda la frecuencia, siendo en especial $S_I(s)$ la que presenta mayor problema al tener un nivel de incumplimiento en más de una década.

Se procedió a validar el controlador QFT en el dominio del tiempo bajo cuatro eventos distintos, simultáneamente se le equiparó con el controlador PI para sistemas SISO y MIMO 2×2 ($h_i - \sigma_i$, $h_i - \theta_i$ y 3×3 ($h_i - \sigma_i - \theta_i$)). Para el caso SISO, el control QFT tiene una respuesta más rápida que el que tiene el PI, además de tener oscilaciones más pequeñas por parte del efecto de las incertidumbres y de atenuar las perturbaciones. Para el caso 2×2 , se realizó una prueba de desacoplamiento para ver los niveles de interacción entre los lazos en el escenario nominal (sin per-

turbaciones ni incertidumbre paramétrica). Aunque para ambos sistemas, el control QFT es mejor que el PI para la atenuación de perturbaciones y los parámetros inciertos, se tienen niveles de interacción altos en el transitorio, en especial para el sistema formado por $h_i - \theta_i$, esto es debido a que los tres controles QFT están diseñadas suponiendo lazos sencillos; sin embargo, debido a que estos porcentajes son instantáneos ($\approx 0.0010\text{seg}$), se les considera negligibles. Durante el estado estacionario, los controladores tienen buen nivel de desacoplamiento. El sistema formado por $h_i - \sigma_i$ demostró tener mejores resultados en cuanto a atenuación de perturbaciones, de incertidumbres en los parámetros y niveles de desacoplamiento. En el caso 3×3 , tanto las oscilaciones de las perturbaciones como de las incertidumbres son mucho menores que las del sistema 1×1 y 2×2 .

Como conclusiones a raíz de lo mencionado anteriormente, se tiene que:

- Ambos controladores son robustamente estables en presencia de incertidumbres, pero el control QFT tiene respuestas en el dominio del tiempo con un menor tiempo de estabilización, menores sobrepasos y oscilaciones en presencia de incertidumbre paramétrica, mejorando así los márgenes de estabilidad.
- El control QFT mejora el efecto de la incertidumbre paramétrica, ya que el diseño del algoritmo considera como parte de su análisis el observar las frecuencias donde la incertidumbre en los parámetros es crítica.
- El control QFT atenúa las señales de perturbaciones en la salida como la entrada, con ayuda del cumplimiento de las condiciones de $S(s)$ y $S_I(s)$.
- A pesar que el control QFT fue diseñado suponiendo lazos sencillos del HSM, tiene un buen nivel de desacoplamiento en altas y bajas frecuencias en estado estable para cuando se hizo el estudio del sistema 2×2 , aunque en algunos casos es superado por el PI.
- A medida que el sistema se va acercando al sistema multivariable original, se mejora el efecto de la incertidumbre y las perturbaciones, haciendo sus

oscilaciones casi nulas.

6.2 TRABAJO FUTURO

El diseño de todo tipo de controladores que aseguren RS, RP y buen nivel de acoplamiento no se puede dar por concluido. La línea de investigación del control robusto aplicado a este tipo de procesos industriales sigue en pie. Dentro de lo que se tiene contemplado para futuras investigaciones es:

- Diseñar un controlador QFT aplicada al lazo de espesor del castillo siguiente h_{i+1} .
- Desarrollar un algoritmo de control basado en H_∞ aplicado a otros lazos de control.
- Realizar una comparación entre controladores robustos y multivariabales para el HSM.
- Evaluar si es posible implementar los controladores diseñados en lugar del PI en la industria, así como conocer las ventajas que tienen los mismos de ser ocasión de ello.
- Diseñar una controlador QFT MIMO para el sistema 4×4 .
- Buscar otros parámetros del modelo matemático en los que existan problemas de incertidumbre.

APÉNDICE A

APÉNDICE

A.1 PARÁMETROS DEL HSM

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% gains for MTYHSM model %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% The number after each gain is a indication for how sure the value is,
% 1= equation is known an all the parameters for the equation or sure data from
%%Hylsa
% 2= no real equation, unsure data from Hylsa, or equation but estimated
%%parameters used
% 3= no equation or estimation from Hylsa, roughly estimated

% After the number the m-file or other destination the value is obtained from
is given

clear

clc

a1=1;
a2=1;
a3=1;
a4=1;
```


Ia=1;

I=1;

IH=1;

IHi=1;

IM=1;

%%##### D E R I V A D A S #####

%%

u1 = 0;	%dbi+1/dSi+1	[-/mm]	- Backwards.m
u2 = IH*-0.0986;	%dbi+1/dHi+1	[-/mm]	1 Backwards.m
u3 = 0;	%dbi+1/dsigmai	[mm^2/Kg]	- Backwards.m
u4 = 0;	%dbi+1/dsigmai+1	[-/mm]	- Backwards.m
u5 = IHi*0.1467 ;	%dbi+1/dhi+1	[-/mm]	1 Backwards.m
D1 = IH*0.0187;	%dfi/dHi	[-/mm]	1 Forward.m
D2 = IHi*-0.0309;	%dfi/dhi	[-/mm]	1 Forward.m
D3 = 0;	%dfi/dsigmai-1	[mm^2/Kg]	- Forward.m
D4 = 0;	%dfi/dSi	[-/mm]	- Forward.m
D5 = 0;	%dfi/sigmai	[mm^2/Kg]	- Forward.m
F1 = Ia*203190;	%dPi/dHi	[kg/mm]	1 Force.m
F2 = I*-7162.6;	%dPi/dsigmai-1	[mm^2]	1 Force.m
F3 = I*1.0771e+006;	%dPi/dsigmai	[mm^2]	1 Force.m
F4 = I*-289090;	%dPi/dhi	[kg/mm]	1 Force.m
X1 = Ia*306550;	%dPi+1/dHi+1	[kg/mm]	1 Force.m
X2 = I*9.3172e+005;	%dPi+1/dsigmai	[mm^2]	1 Force.m
X3 = I*-6208.7;	%dPi+1/dsigmai+1	[mm^2]	1 Force.m
X4 = I*-423930;	%dPi+1/dhi+1	[kg/mm]	1 Force.m
B1 = 3.7184e+006;	%dTload/dthetai	[Kgmm]	1 Torque.m
B2 = -8.8355e+007;	%dTload/dsigmai	[mm^3]	1 Torque.m

```

L1 = -92.9235;          %dLi/dthetai          [mm]          1 Lenght.m

% #####

K1 = IM*4.0318e-006;    %1/Mi                [mm/Kg]          2 Hilsa Paper (
K2 = IM*4.5358e-006;    %1/Mi+1              [mm/Kg]          2 Hilsa Paper (
K3 = 1.09;              %1+fi                  [-]           1 Forward.m
K4 = .7302;              %1-(bi+1)             [-]           1 Backward.m
K5 = 2.3935e3;           %Vi                  [mm/s]          1 Rollspeed.m
K6 = 3.5724e3;           %Vi+1                [mm/s]          1 Rollspeed.m
% #####

K7 = 1000;              %Damping                [Kgmmms]         3 estimation

% #####

T1 = 0.03;              %Tsigmai                [s]             ?
T2 = 2.04;              %TDi                  [s]             ?
T3 = 0.2;               %TMi                  [s]             ?
T4 = 0.03;              %Tsigmai+1            [s]             ?
T5 = 0.2;               %Thetai                [s]             ?      ###
T6 = 18.89e3;           %Ji                  [Kgmmms^2]       2 estimation
T7 = 1.93e1;            %Ei                  [Kg/mm^2]        3 estimation

```

```

T8 = 4876.8;           %Li           [mm]           1 Lenght.m
T9=T7/T8;              %Quotient (T7/T8)
% #####

```

```

%##### I N P U T S #####

```

```

Sri0 =                 a1*002.5481;           %[mm]           2 Par_S.m
Sriplus10 =            a2*000.6540;           %[mm]           2 Par_S.m
Vri0 =                 a3*2393.5;             %[mm/s]         1 Rollspeed.m
Tri0 =                 a4*7.0052e+005;         %[Kgmm]         1 Torque.m

```

```

%#####REVISADO#####

```

```

Sri =                  a1*002.5481;           %[mm]           2 Par_S.m
Sriplus1 =             a2*000.6540;           %[mm]           2 Par_S.m
Vri =                  a3*2393.5;             %[mm/s]         1 Rollspeed.m
Tri =                  a4*7.0052e+005;         %[Kgmm]         1 Torque.m

```

```

%#####

```

```

%#####D I S T U R B A N C E #####

```

```

% #####

```

```

Hi =                   1*9.37387;             %[mm]           1 Hylsa data
sigmaiminus1 =         1*0.5624;             %[Kg/mm^2]      1 Hylsa data
Vriplus1 =             1*3572.4;             %[mm/s]         1 speed.m
sigmaiplus1 =          1*0.703;              %[Kg/mm^2]      1 Hylsa data

```

```

% #####

```

```

OHi =          1*9.37387;          %[mm]          1 Hylsa data
Osigmaiminus1 = 1*0.5624;          %[Kg/mm^2]      1 Hylsa data
OVriplus1 =     1*3572.4;          %[mm/s]         1 speed.m
Osigmaiplus1 =  1*0.703;           %[Kg/mm^2]      1 Hylsa data

```

```

%##### C O N T R O L      G A I N S #####

```

```

K_AGCi=         0.9;              % P gain for AGC stand i
K_AGCiplus1=     0.95;            % P gain for AGC stand i+1
K_L=            -1000;            % P gain for looper control
K_L_I=          -1000;            % I gain for looper control
K_T=            0.98;             % P gain for strip tension control
K_hi1=          -16;              % P gain for thickness control stand i
K_hiplus1=      -1;               % P gain for thickness control stand i+1
K_V=            0.67;             % P gain for Mass flow control

```

```

K_Mi=           IM*-4.0318e-006;   % -1/Mi inverse Mill Moodulus
K_Miplus1=      IM*-4.0318e-006;   % -1/Mi+1 inverse Mill Moodulus
K_B1=           3.7127e+006;       % dTload/dthetai
K_B2=           5.0877e+005;       % dTload/dsigmai

```

```

hiref=          5.99;              %Espesor de salida target para molino i
hiplus1ref=     4.01;              %Espesor de salida target para molino i+1
Sigma_ref=      .6327;             %Referencia para Tension
Theta_ref=      15.79;             %Referencia para el angulo

```

%Regiones de incertidumbre

PB1=B1*0.05; %Porcentaje del parametro B1

B1min=B1-PB1;

B1max=B1+PB1;

PL1=L1*0.05; %Porcentaje del parametro L1

L1min=L1-PL1;

L1max=L1+PL1;

PB2=B2*0.05; %Porcentaje del parametro B2

B2min=B2-PB2;

B2max=B2+PB2;

PT6=T6*0.10; %Porcentaje del parametro T6

T6min=T6-PT6;

T6max=T6+PT6;

PK7=K7*0.05; %Porcentaje del parametro K7

K7min=K7-PK7;

K7max=K7+PK7;

PT7=T7*0.20; %Porcentaje del parametro T7

T7min=T7-PT7;

T7max=T7+PT7;

PT8=T8*0.01; %Porcentaje del parametro T8

T8min=T8-PT8;

```
T8max=T8+PT8;
```

```
T9min=T7min/T8min; %Division T7/T8
```

```
T9max=T7max/T8max;
```

```
PK1=K1*0.05; %Porcentaje del parametro K1
```

```
K1min=K1-PK1;
```

```
K1max=K1+PK1;
```

A.2 PARA EL MODELADO DEL CONJUNTO DE PLANTILLAS $\{P(s)\}$ (78125)

```
close all
```

```
clc
```

```
%
```

```
% a continuous-time, siso feedback system
```

```
%
%                                     | D1(s)      | D2(s)
%          -----      -----      |      -----      |      -----
%          ----->|G(s)|--Vr--|A(s)|-->V---|P1(s)|--->T--->|P2(s)|--->theta---->
%          R(s)  |      -----      -----      -----      -----      | Y(s)
%               |
%          -----
```

```
% PROBLEM DATA
```

```
% PARAMETROS DEL SISTEMA
```

```
%Corremos Archivo .m con sus parametros
```

```
run('gains_MTYHSM')
```

```
%Nota: En el archivo "gains_MTYHSM" viene la region de incertidumbre de  
%cada parametro ya derivada.
```

```
#####  
##### CALCULANDO PARAMETROS #####
```

```
k = 1; %Contador
```

```
%Forma las combinaciones
```

```
for B1 = linspace(B1min,B1max,5);
```

```
for B2 = linspace(B2min,B2max,5);
```

```
for T6 = linspace(T6min,T6max,5);
```

```
for T9 = linspace(T9min,T9max,5);
```

```
for K1 = linspace(K1min,K1max,5);
```

```
for L1 = linspace(L1min,L1max,5);
```

```
for K7 = linspace(K7min,K7max,5);
```

```
[A,B,C,D]=linmod('Molino_LC'); %%Modelo matematico
```

```
SYS=ss(A,B,C,D);
```

```
G4x4=tf(SYS);
```

```
G11(k) = G4x4(1,1);
```

```
k = k + 1
```

```
end
```

```
end
```

```
end
```

```

end
end
end
end

for t = 1:1:78125
P(1,1,t) = G11(t);
t
end

#####
##### T E M P L A T E S #####

nompt = 78125; %Eleccion de la planta nominal al arbitrio
w = [6,31,43,50,62,94,250]; %Frecuencias de trabajo
plottmpl(w,P,nompt)

%%Nota: Debido a que el algoritmo tarda mucho
%%tiempo en terminar y al gasto computacional,
%%se recomienda guardar P como variable del workspace
%%en la misma carpeta con el resto de archivos m.

```

A.3 DEL CÁLCULO DE BOUNDS Y DISEÑO DEL LAZO

NOMINAL $L_n(s)$

```
%%Calculo de los margenes de Robustez%%
```

```
%% Ing. Norma Liliana Pliego Reyes
```



```
load('Set_de_plantas') %%Conjunto de plantas (78125)
nompt = 78125; %Eleccion de la planta nominal al arbitrio
w = [6,31,43,50,62,94,250]; %Frecuencias de trabajo
R=0;

%%Restricciones%%

wdb1=w;
W1=1.2; %Restriccion para asegurar estabilidad robusta  $L*(1+L)^{-1}$ 
bdb1=sisobnds(1,w,W1,P,R,nompt);
plotbnds(bdb1)
title('Margen de estabilidad robusta (T(s))')
```



```
wdb2=[6,31,43,50,62,80,94];
W2=tf(0.02*[1,64,748,2400],[1,14.4,169]); %Funcion de peso para asegurar
%desempeño robusto  $1*(L+1)^{-1}$ 

bdb2=sisobnds(2,wdb2,W2,P,R,nompt);
plotbnds(bdb2)
title('Rechazo de perturbaciones a la salida (S(s))')
```



```
wdb3=wdb2;
W3=0.01; %Restriccion de rechazo a perturbaciones en la entrada
bdb3=sisobnds(3,wdb3,W3,P,R,nompt);
plotbnds(bdb3)
title('Rechazo de perturbaciones a la entrada (SI(s))')
```



```
%Interseccion y Conjuncion de todas las cotas
```

```
bdb=grpbnds(bdb1,bdb2,bdb3);
plotbnds(bdb)
title('Todas las cotas juntas')
ubdb=sectbnds(bdb);
plotbnds(ubdb)
title('Límites Globales')

%%Para el lazo nominal
%Derivacion del lazo de transmision
wl = logspace(-2,3,100); %Ventana de frecuencia recomendada
%para tiempo continuo

L0=P(1,1,nompt); %Lazo Inicial
G = tf(1,1); %Controlador inicial
L0.ioDelay = 0; % no delay
lpshape(wl,ubdb,L0,G)

%%Ya que se obtenga un control adecuado,
%%se recomienda guardarlo
%%como variable de workspace
```

A.4 DE LA VALIDACIÓN DEL CONTROLADOR EN LA FRECUENCIA

```
%%%Comprobacion del algoritmo de control
%% Norma Liliana Pliego Reyes
```

```
load('Plantillas_2178') %%Set de plantillas (3^7)
load('Control') %%Ley de control
```

```
w=logspace(-2,4); %Frecuencia de trabajo
R=0;
```

```
W1=1.2;
W2=tf(0.02*[1,64,748,2400],[1,14.4,169]);
W3=0.01;
```

```
%%%Comprobacion del lazo
%%Bound1
chksiso(1,w,W1,PT,R,G1)
title('Análisis de T(s)')
%%Bound2
chksiso(2,w,W2,PT,R,G1)
title('Análisis de S(s)')
%%Bound3
chksiso(3,w,W3,PT,R,G1)
title('Análisis de SI(s)')
```

BIBLIOGRAFÍA

- [1] William L Roberts. *Hot rolling of steel*. CRC Press, 1983.
- [2] Vladimir B Ginzburg. *High-quality steel rolling: theory and practice*. CRC Press, 1993.
- [3] Alma Obregón, Alberto Cavazos, Luis Leduc, and Jorge Ramírez. *Modelo Dinámico Lineal Multivariable de un Molino de Laminación en Caliente*. PhD thesis, Tesis Maestría, FIME-UANL, 2006.
- [4] A Obregón, P Mendiola, K Evers, A Cavazos, and L Leduc. Linear multivariable dynamic model of a hot strip finishing mill. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, 224(8):1007–1021, 2010.
- [5] MJ Grimble. Feedforward/feedback control of inferred variables for hot and cold strip mills. Technical report, Research Report, Industrial Control Centre, ICC/100, 1995.
- [6] MJ Grimble. Polynomial solution of the standard h_∞ control problem for strip mill gauge control. *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, 142(5):515–525, 1995.
- [7] S Duysters, JAJ Govers, and AJJ van der Weiden. Process interactions in a hot strip mill; possibilities for multivariable control? In *Proceedings of the Third IEEE Conference on Control Applications*, volume 3, pages 1545–1550, 1994.

-
- [8] Gerald Hearn and Michael J Grimble. Robust multivariable control for hot strip mills. *ISIJ international*, 40(10):995–1002, 2000.
 - [9] G Hearn and MJ Grimble. Multivariable control of a hot strip finishing mill. In *American Control Conference, 1997. Proceedings of the 1997*, volume 6, pages 3775–3779. IEEE, 1997.
 - [10] Ming Zhang, Weidong Yang, and Shaofu Wang. Dual perturbation agc design based on qft/ μ controller in hot strip rolling process. In *Control Conference (CCC), 2010 29th Chinese*, pages 5682–5686. IEEE, 2010.
 - [11] Mario García-Sanz. Control robusto cuantitativo qft: historia de una idea. *RIAI*, 2(3):25–38, 2005.
 - [12] Chi Yu, Hongwei Wang, and Yuanwei Jing. Tension control in hot strip process based on lmi approach. In *Control and Decision Conference (CCDC), 2011 Chinese*, pages 1424–1427. IEEE, 2011.
 - [13] G Hearn and MJ Grimble. Inferential control for rolling mills. *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, 147(6):673–679, 2000.
 - [14] G Hearn and MJ Grimble. Quantitative feedback theory for rolling mills. In *Control Applications, 2002. Proceedings of the 2002 International Conference on*, volume 1, pages 367–372. IEEE, 2002.
 - [15] Isaac Horowitz. Quantitative feedback theory. In *IEE Proceedings D-Control Theory and Applications*, volume 129, pages 215–226. IET, 1982.
 - [16] Marcel J Sidi. *Design of Robust Control Systems: From classical to modern practical approaches*. Krieger Publishing Company, 2001.
 - [17] Omar Alejandro Don Juan Ríos, Edgar Alexandro Rojas Rojas Lugo, and Alberto Cavazos González. Control robusto paramétrico qft del sistema del formador de onda en un molino de laminación en caliente. *CIENCIA ergo-sum*, 23(1):35–48, 2016.

-
- [18] KWM Evers, A Cavazos, and A Obregón. Hot rolling multivariable model verification and qft robust loop control. *Intership report DCT*, 2006.
- [19] José Angel Barrios, Miguel Torres-Alvarado, and Alberto Cavazos. Neural, fuzzy and grey-box modelling for entry temperature prediction in a hot strip mill. *Expert systems with applications*, 39(3):3374–3384, 2012.
- [20] Sigurd Skogestad. *Multivariable feedback control: analysis and design*, volume 2. 2007.
- [21] J Anthony Rossiter. *Model-based predictive control: a practical approach*. CRC press, 2003.
- [22] Isaac Horowitz. Fundamental theory of automatic linear feedback control systems. *IRE Transactions on Automatic Control*, 4(3):5–19, 1959.
- [23] Isaac M Horowitz and Marcel Sidi. Synthesis of feedback systems with large plant ignorance for prescribed time-domain tolerances. *International Journal of Control*, 16(2):287–309, 1972.
- [24] Constantine H Houpis, Steven J Rasmussen, and Mario Garcia-Sanz. *Quantitative feedback theory: fundamentals and applications*. CRC Press, 2005.
- [25] O. A. Don Juan Ríos. *Control robusto de tensión de la cinta de acero en un molino de laminación en caliente mediante la teoría de retroalimentación cuantitativa*. PhD thesis, Tesis Maestría en proceso FIME-UANL, 2014.
- [26] K. Y. González Palacios. *Control robusto de espesor de la cinta de acero en un molino de laminacion en caliente mediante H_∞* . PhD thesis, Tesis Maestría en proceso FIME-UANL, 2016.
- [27] Katsuhiko Ogata. *Ingeniería de control moderna*. Pearson Educación, 2003.
- [28] Craig Borghesani, Yossi Chait, and Oded Yaniv. The qft frequency domain control design toolbox. *See also*, 2003.